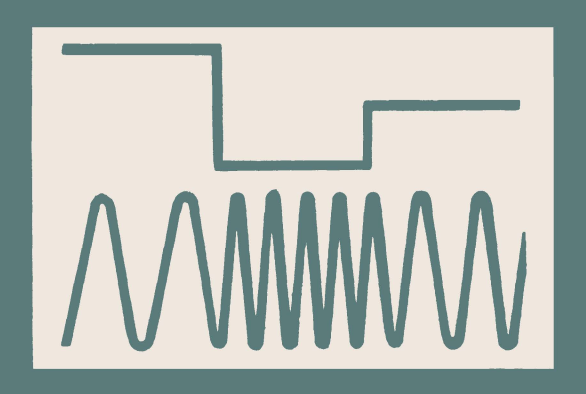


К.К. ТЫЧИНО

# Преобразователи напряжения в частоту

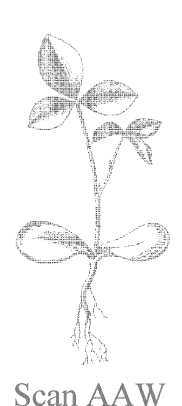


МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 808

К. К. ТЫЧИНО

# ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ В ЧАСТОТУ







«ЭНЕРГИЯ» МОСКВА 1972

6Ф2.9
Т 93
УДК 681.3.05



**Тычино К. К.**

Т 93 Преобразователи напряжения в частоту. М., «Энергия», 1972.

64 с. с. ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 808).

В брошюре рассматриваются методы преобразования напряжений постоянного тока в частоту и приводятся описания различных преобразователей напряжения.

Брошюра рассчитана на подготовленных радиолюбителей, знакомых с цифровой измерительной техникой и полупроводниковой электроникой.

$\frac{3\text{-}4\text{-}5}{364\text{-}72}$ 6Ф2.9

## ПРЕДИСЛОВИЕ

В современных системах автоматического контроля и измерения важнейшей составной частью являются преобразующие устройства.

Связь между контролируемым объектом и системой автоматического контроля осуществляется аналого-цифровыми преобразователями (АЦП), причем характеристика самой системы и точность ее работы определяется качеством АЦП. Увеличение объема информации потребовало увеличения скорости ее обработки и повышения точности преобразования, что в свою очередь привело к созданию быстродействующих АЦП. Повышение быстродействия стало возможным благодаря разработке качественно новых методов преобразования и применению новых полупроводниковых приборов (полевых транзисторов, диодов с накоплением зарядов и др.). С помощью АЦП производится преобразование непрерывного (аналогового) сигнала, существующего в виде различных физических и электрических величин, в дискретную форму. К наиболее часто встречающимся аналоговым величинам относится электрическое напряжение, поэтому преобразователи напряжения в частоту (ПНЧ) получили самое широкое применение.

Частотные сигналы благодаря их высокой помехоустойчивости и простоте преобразования в цифровую (дискретную) форму широко используются в телеметрии.

Передача информации производится на различные расстояния, в том числе и из космоса. Напряжение на выходе источников информации, используемых в телеметрических системах, в ряде случаев представляет незначительную величину — единицы или десятки милливольт. При передаче телеметрической информации производит-

ся ее преобразование (при помощи ПНЧ) в дискретную форму. В последнее время телеметрические измерения получили широкое применение в различных областях науки и техники, поэтому преобразователи напряжения низкого уровня находят все большее распространение. Помимо применения в телеметрии ПНЧ используются при построении цифровых измерительных приборов высокой точности, а также в устройствах ввода информации для вычислительных машин и в ряде других случаев.

## Глава первая

# МЕТОДЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ В ЧАСТОТУ

## ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Сущность цифрового метода измерений заключается в том, что измеряемая величина преобразуется в систему импульсных сигналов (в дискретную величину), которая отсчитывается счетчиком прибора и представляется в виде ряда цифр.

Иногда может измеряться аналог измеряемой величины, т. е. физическая величина, пропорциональная измеряемой.

Преимуществами цифрового метода, помимо высокой точности и объективности измерений, являются: автоматизация процесса измерений; представление результата измерений в виде кода, который может быть введен в цифровую вычислительную машину или использован в телеметрии; измерения ряда электрических, а также неэлектрических величин могут быть сведены к измерению напряжений (постоянных, переменных или импульсных), частоты, сдвига фаз, интервалов времени и сопротивлений.

К числу функциональных узлов, общих для ряда радиоизмерительных приборов и автоматизированных измерительных систем, относятся преобразователи аналоговых сигналов в дискретную (или цифровую) форму.

Преобразователи имеют следующие характеристики: быстродействие; чувствительность $S$, *гц/мв*; диапазон изменений входных и выходных величин; входное сопротивление $R_{вх}$; основная погрешность $\gamma$, %; надежность работы схемы.

Интервал времени, в течение которого происходит полный цикл преобразования, определяет быстродействие преобразователя. Наиболее высокое быстродействие ($10^4$—$10^5$ преобразований в секунду) имеют электронные преобразователи.

Погрешность преобразования в зависимости от требуемой точности и быстродействия может составлять 0,1—0,02%.

Для сохранения высокого быстродействия преобразователи выполняются на один предел измерения входного сигнала, например 0—10 *мв*; с этой же целью в автоматизированных измерительных системах обычно применяют несколько преобразователей на различные диапазоны изменения входных сигналов. Если же высокое быстродействие не требуется, применяются многопредельные преобразователи с автоматическим или программным выбором предела преобразования.

Чувствительность определяется отношением значения выходной частоты $f_{вых}$ преобразователя к величине напряжения на входе $U_{вх}$:

$$S=f_{вых}/U_{вх},\ гц/мв.$$

При высокой чувствительности повышается точность отсчета измеряемой величины и снижается погрешность дискретности.

Диапазон изменений входного сигнала устанавливает пределы изменений аналоговой величины — $U_{вх}$; динамический диапазон изменения $U_{вх}$ определяется как $D=x_{макс}/x_{мин}$.

Основная погрешность $\gamma$ (%) определяет класс точности преобразователя и включает в себя составляющие от нелинейности, от изменения напряжения питания, временного дрейфа и дополнительную погрешность от изменения температуры. У лучших зарубежных образцов основная погрешность преобразования составляет 0,03% и температурная погрешность 0,01% на 1 °С в пределах 10—50 °С.

Линейность преобразования — это прямая пропорциональность между выходной частотой и входным напряжением $U_{вх}$. У лучших образцов преобразователей погрешность от нелинейности $\gamma_н$ составляет 0,002%.

Надежность работы преобразователя определяется количеством комплектующих элементов. Сравнительная оценка надежности может быть выражена отношением количества элементов $N_э$ в схеме к числу разрядов $K$ преобразователя:

$$\beta=N_э/K.$$

Сигналы на выходе преобразователя могут быть представлены в виде двоичного, десятичного или двоично-десятичного кода, причем коды могут быть как последовательные, так и параллельные.

Преобразователи, применяемые в автоматических системах контроля, по виду входной информации делятся на следующие группы: напряжение—код; частота—код; время—код.

При построении цифровых приборов для измерения напряжений используются следующие методы преобразования напряжения в цифровой код: метод последовательного счета; метод поразрядного кодирования (метод «взвешивания» или ступенчатой компенсации).

При использовании метода последовательного счета в приборах происходит преобразование измеряемого напряжения в импульсы, общее количество которых $N$ пропорционально величине измеряемого напряжения $U_x$. В счетчике прибора происходит их суммирование.

В практике наиболее часто находят применение следующие варианты метода последовательного счета: время-импульсное преобразование (промежуточное преобразование измеряемого напряжения в интервал времени); кодо-импульсное преобразование; промежуточное преобразование измеряемого напряжения в частоту $f$, линейно зависящую от $U_x$.

Принцип действия приборов, в которых используются первые два варианта, основан на компенсационном методе измерения, при котором измеряемое напряжение $U_x$ сравнивается с известным компенсирующим напряжением $U_к$.

Сравнивающее устройство прибора отмечает равенство этих напряжений ($U_x=U_к$), а счетчик регистрирует величину компенсирующего напряжения (т. е. равного ему измеряемого напряжения $U_x$).

При построении преобразователей могут быть использованы и другие методы. В зависимости от способа управления выходной ча-

стотой ПНЧ делятся на следующие группы: ПНЧ с периодическим интегрированием входного сигнала; ПНЧ, представляющие собой управляемые автогенераторы электрических колебаний (к ним относятся мультивибраторы, $RC$-генераторы с управляемой емкостью варикапов, генераторы Ройера и др.); ПНЧ, в которых используются генераторы с управлением фазой сигнала; ПНЧ с импульсной обратной связью.

В зависимости от внутренних связей в схемах преобразователей может происходить или прямое преобразование аналоговой величины (напряжения) в частоту или же уравновешивающее (компенсационное) преобразование, обязательным признаком которого служит наличие цепи обратного преобразования частоты в напряжения — ПЧН. Преобразователи прямого преобразования имеют сравнительно простые схемы, но отличаются повышенной погрешностью от нелинейности и предназначены в основном для работы с источниками напряжения, уровень которых составляет единицы вольт. Преобразователи, выполненные по компенсационной схеме, имеют незначительную нелинейность преобразования и используются для работы с напряжениями низкого уровня.

## МЕТОД ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

На рис. 1 приведена примерная структурная схема цифрового вольтметра, в котором используется время-импульсное преобразование. Работа прибора происходит следующим образом.

Под воздействием генератора управляющих импульсов (УИ) происходит запуск генератора линейно изменяющегося напряжения (ЛИН); одновременно с этим счетчик импульсов подготовляется

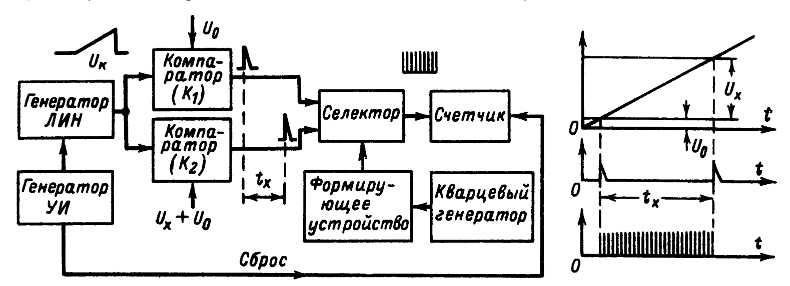



Рис. 1. Структурная схема и временные диаграммы процессов в цифровом вольтметре с время-импульсным преобразованием.

к очередному циклу измерений — происходит сброс показаний предыдущего цикла.

Линейно изменяющееся напряжение подается на два сравнивающих устройства—компараторы $K_1$ и $K_2$, имеющие различные уровни срабатывания. В момент, когда амплитуда ЛИН становится равной уровню $U_0$ (уровень $U_0$ несколько отличается от нуля), происходит срабатывание компаратора $K_1$. Выходной импульс этого устройства (старт-импульс) опрокидывает триггер селектора, селектор открывается, и счетчик начинает подсчитывать импульсы образцовой ча-

стоты $f$, поступающие на его вход от кварцевого генератора через селектор.

Компаратор $K_2$ срабатывает, когда амплитуда ЛИН достигнет значения $U_0+U_x$. Возникающий в этот момент стоп-импульс закрывает селектор, и счет прекращается.

Применение двух компараторов, идентичных по схеме, позволяет исключить начальный нелинейный участок ЛИН и обеспечивает температурную компенсацию погрешностей самих компараторов. Интервал времени $t_x$ между старт- и стоп-импульсами пропорционален входному напряжению $U_x$:

$$U_x=kt_x,$$

где $k=dU_к/dt$ — скорость изменения линейно изменяющегося напряжения.

Количество импульсов $N$, зарегистрированных счетчиком в течение интервала времени $t_x$, и период колебаний кварцевого генератора $T$ связаны выражением

$$t_x=NT.$$

Напряжение $U_x$ может быть представлено в виде $U_x=kNT$.

Соответствующий выбор величин $T$ и $k$ обеспечивает непосредственный отсчет результата измерений в вольтах.

Одна из основных погрешностей вольтметра — погрешность преобразования $U_x$ в интервал $t_x$ — зависит от коэффициента нелинейности ЛИН, постоянства его наклона при продолжительной работе и погрешности схем компараторов. Второй вид погрешности — относительная погрешность преобразования интервала $t_x$ в число импульсов $N$ может быть представлена выражением

$$\delta_N=\delta_{к.г}\pm\frac{1}{N},$$

где $\delta_{к.г}$ — относительная погрешность частоты кварцевого генератора; $1/N$ — погрешность дискретности.

Так как величина $\delta_{к.г}$ может быть уменьшена до значения $10^{-5}$, то погрешность $\delta_N$ определяется в основном погрешностью дискретности, которая оценивается абсолютной величиной значения единицы младшего разряда счетчика.

Увеличение интервала $t_x$ ($t_x$ — время измерения) и повышение быстродействия счетчика снижают погрешность $1/N$, так как при этом увеличивается число импульсов $N$, зарегистрированных счетчиком.

Цифровые вольтметры с время-импульсным преобразованием имеют суммарную относительную погрешность около $0{,}1\%\pm1/N$ (при быстродействии 100—200 измерений в секунду). На рис. 1 представлены временные диаграммы процессов время-импульсного преобразователя.

## МЕТОД КОДО-ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

При кодо-импульсном преобразовании напряжения в код происходит сравнение величины измеряемого напряжения $U_x$ с образцовым компенсирующим напряжением $U_к$.

В отличие от время-импульсного метода при кодо-импульсном преобразовании в качестве компенсирующего напряжения используется не ЛИН, а ступенчато-возрастающее напряжение. Амплитуды

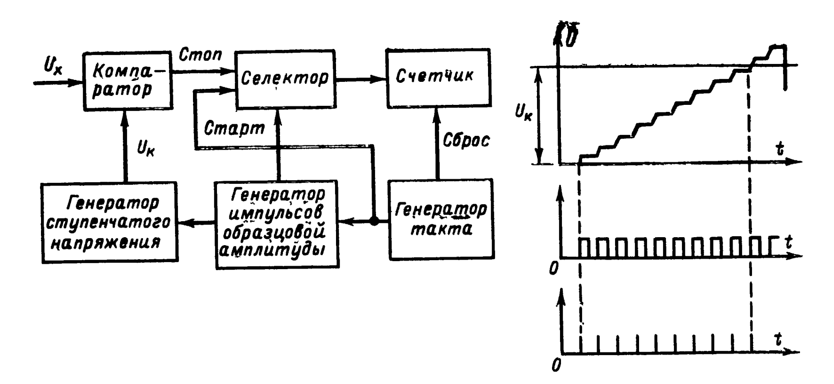



Рис. 2. Структурная схема и временные диаграммы процессов в вольтметре с кодо-импульсным преобразованием.

всех ступенек этого напряжения равны, а величина каждой ступеньки $\Delta U_к$ соответствует единице младшего разряда числа, представляющего измеряемое напряжение.

Структурная схема вольтметра с кодо-импульсным преобразователем представлена на рис. 2. Порядок работы схемы следующий.

Интервал между двумя очередными импульсами, поступающими с выхода генератора такта, определяет цикл измерений прибора. Очередной импульс с генератора такта производит подготовку прибора: устанавливает счетчик в исходное состояние; запускает генератор импульсов постоянной (образцовой) амплитуды; открывает селектор (вентиль).

Импульсы постоянной амплитуды поступают на генератор ступенчатого напряжения; в результате их воздействия компенсирующее напряжение приобретает ступенчато-повышающийся характер, так как его амплитуда повышается с приходом каждого нового импульса на величину амплитуды одной ступеньки $\Delta U_к$. Одновременно с этим из импульсов постоянной амплитуды формируются короткие импульсы, которые через открытый селектор поступают на декадный счетчик.

Процесс измерения длится до момента, когда разность между измеряемым напряжением $U_x$ и компенсирующим $U_к$ становится меньше величины $\Delta U_к$ (амплитуды одной ступеньки); компаратор выдает импульс, закрывающий селектор, счет прекращается; число импульсов $N$, зарегистрированных счетчиком, равно числу ступенек компенсирующего напряжения и пропорционально величине измеряемого напряжения $U_x$.

Погрешность вольтметра с кодо-импульсным преобразованием возникает в результате нестабильности амплитуд ступенек компенсирующего напряжения, погрешности схемы компаратора и погрешности дискретности.

## МЕТОД ПОРАЗРЯДНОГО КОДИРОВАНИЯ

Процесс измерения по методу поразрядного кодирования (или взвешиваиия) заключается в поочередном сравнении измеряемого напряжения с рядом известных образцовых напряжений. Роль образцовых напряжений выполняют ступени напряжения, снимаемого с образцового делителя напряжений.

При использовании в схеме преобразования двоичного кода сигнал на выходе делителя напряжений представляет собой ступенчатое напряжение, у которого амплитуда каждой последующей ступени вдвое меньше предыдущей.

Амплитуда первой ступени равна $U_{к1} = \frac{1}{2} U_{макс}$ ($U_{макс}$ — предел измерения), амплитуда второй ступени $U_{к2} = \frac{1}{4} U_{макс}$, третьей — $U_{к3} = \frac{1}{8} U_{макс}$ и т. д. Количество ступеней соответствует числу разрядов преобразователя.

Интервал времени, в течение которого происходит сравнение измеряемого напряжения $U_x$ с одним из образцовых напряжений $U_{кi}$, называется тактом или «взвешиванием».

Для сокращения процесса измерения взвешивание производится от высшего разряда к более низшим; при этом дополнительное образцовое напряжение после каждого такта уменьшается в 2 раза.

Взвешивание происходит в следующей последовательности.

На первом такте первая ступень образцового напряжения, равная

$$U_{к1} = 2^{n-1} \Delta U_к,$$

где 2 — основание двоичного кода; $n$ — число двоичных разрядов, сравнивается с входным напряжением $U_x$.

Результат сравнения может быть различным. Для случая, когда $U_{к1} < U_x$, величина компенсирующего напряжения может быть представлена выражением

$$U_{к2} = U_{к1} + \Delta U_к 2^{n-2}; \quad U_{к1} > U_x, \quad U_{к2} = U_{к1} - \Delta U_к 2^{n-2}.$$

На втором такте результат сравнения также может иметь два значения:
если $U_{к2} < U_x$, то $U_{к3} = U_{к2} + \Delta U_к 2^{n-3}$;
если же $U_{к2} > U_x$, то $U_{к3} = U_{к2} - \Delta U_к 2^{n-3}$.

Процесс сравнения продолжается до получения равновесия с абсолютной погрешностью $\Delta \leqslant \pm 0{,}5 \Delta U_к$.

Погрешность измерений определяется точностью и стабильностью амплитуд ступеней эталонного напряжения $U_{кi}$ и погрешностью сравнивающего устройства.

Продолжительность процесса измерения определяется выражением

$$t_в = n \Delta t_в,$$

где $n$ — число разрядов; $\Delta t_в$ — длительность одного такта взвеши-

Структурная схема вольтметра представлена на рис. 3.

Импульс с управляющего устройства включает генератор такта; в соответствии с частотой последнего источник образцового напряжения выдает на компаратор компенсирующее напряжение в виде последовательного ряда напряжений, убывающих по двоичному закону:

$$2^{n-1} \Delta U_к; \; 2^{n-2} \Delta U_к, \; \ldots, \; 2^1 \Delta U_к; \; 2^0 \Delta U_к,$$

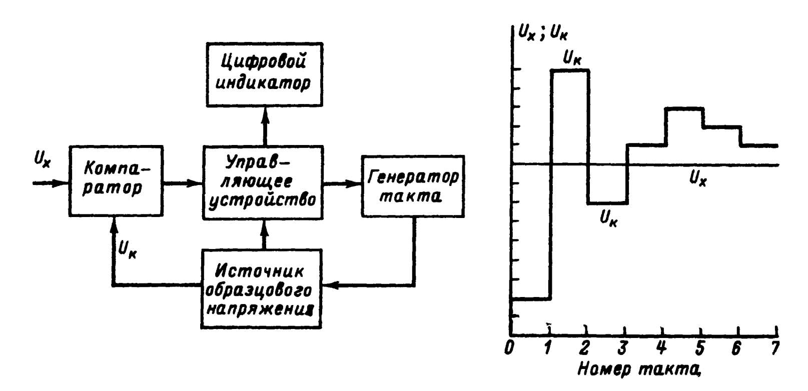



Рис. 3. Структурная схема и временная диаграмма напряжений в преобразователе с поразрядным кодированием.

где $n$ — число разрядов источника образцового напряжения; $\Delta U_к$ — компенсирующее напряжение, соответствующее младшему разряду.

После окончания цикла измерения управляющее устройство передает на цифровой индикатор кодовую комбинацию импульсов, соответствующих напряжению $U_к = U_x$.

Преобразователь, работающий по методу поразрядного кодирования, обладает наиболее высоким быстродействием. Применение быстродействующих полупроводниковых приборов обеспечивает преобразование с быстродействием до $2 \cdot 10^6$ преобразований в секунду при 3—6 двоичных разрядах.

## МЕТОД ПЕРИОДИЧЕСКОГО ИНТЕГРИРОВАНИЯ ВХОДНОГО СИГНАЛА

В преобразователях, реализующих этот метод, происходит прямое преобразование напряжения $U_x$ в частоту $f$. В основу этого метода положен следующий принцип. При помощи аналогового интегратора происходит интегрирование входного напряжения, причем ток заряда интегрирующей емкости определяется входным напряжением.

На входе схемы преобразователя (рис. 4) включен развязывающий усилитель с коэффициентом усиления, равным примерно единице, и высоким выходным сопротивлением. В результате выходной ток усилителя не зависит от напряжения на выходе

$$I_{вых} = KI_{вх},$$

где $K$ — коэффициент усиления развязывающего усилителя; $I_{вх}$, $I_{вых}$ — токи на входе и выходе усилителя.

Через компенсирующий резистор $R$ ток $I_{вых}$ заряжает интегрирующий конденсатор $C$. Напряжение пилообразной формы $U_и$ с конденсатора $C$ подводится к транзисторному коммутатору, в состав которого входят два ключа $Кл_1$ и $Кл_2$; ключи находятся в разомкнутом состоянии, если напряжение $U_и$ меньше напряжения $U_р$, представляющего сумму эталонного напряжения $U_{эт}$ и напряжения $U_п$, при котором происходит срабатывание порогового устрой-

ства. При неизменной величине $I_{вых}$ процесс заряда конденсатора может быть выражен уравнением

$$U_и = RKI_{вх} + U_{мин} + \frac{KI_{вх}}{C} t,$$

где $U_{мин}$ — напряжение отпирания ключа $Кл_1$.

В момент, когда $U_и > U_р$, происходит срабатывание порогового устройства. При этом отключается источник эталонного напряжения и разряжается интегрирующий конденсатор; в результате падающий

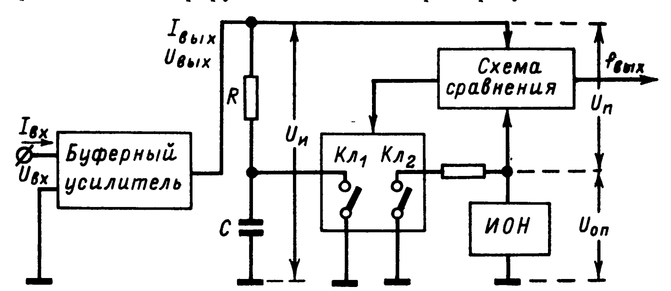



Рис. 4. Структурная схема ПНЧ с периодическим зарядом и разрядом конденсатора.

участок пилообразного напряжения получается значительно короче.

Частота пилообразного напряжения равна:

$$f_{вых} = \frac{1}{t_з + t_р},$$

где $t_з$ и $t_р$ — время заряда и разряда конденсатора соответственно.

Время заряда может быть представлено выражением

$$t_з = \frac{(U_р - U_{мин} - RKI_{вх})\,C}{KI_{вх}} = \frac{C}{KI_{вх}}\,(U_с - U_{мин}) - RC.$$

Если время разряда $t_р$ соответствует постоянной времени цепи $RC$, то выходная частота $f_{вых}$ будет пропорциональна входному току $I_{вх}$:

$$f_{вых} = \frac{1}{\left[\frac{C\,(U_р - U_{мин})}{KI_{вх}} - RC + t_р\right]}.$$

## МЕТОД ПЕРИОДИЧЕСКОГО ИНТЕГРИРОВАНИЯ (КОМПЕНСАЦИОННАЯ СИСТЕМА)

В измерительной технике и автоматике широко применяются преобразователи сигналов постоянного тока в частоту следования импульсов, в работе которых использован метод периодического интегрирования, причем наиболее высокая точность преобразования достигается с помощью преобразователей, построенных по замкнутой (компенсационной) системе. В преобразователях такого типа

напряжение $U_{вх}(t)$ или входной ток $I_{вх}(t)$ интегрируется до некоторого (порогового) уровня, который определяется вольт-секундной площадью $S$:

$$\int\limits_{t-T}^{t} U_{вх}(t)\,dt = S \text{ при } t \geqslant T.$$

При достижении порогового уровня $S$ происходит срабатывание схемы сравнения, включенной на выходе интегратора. Схема сравнения управляет разрядным устройством, которое выполняется в виде формирователя импульсов. Импульсы имеют постоянную величину вольт-секундной площади $S$. Импульсы подаются обратно на вход интегратора и возвращают его в исходное состояние. Благодаря постоянству площади $S$ число импульсов будет соответствовать уровню измеряемого напряжения $U_x(U_{вх})$. Частота срабатываний схемы

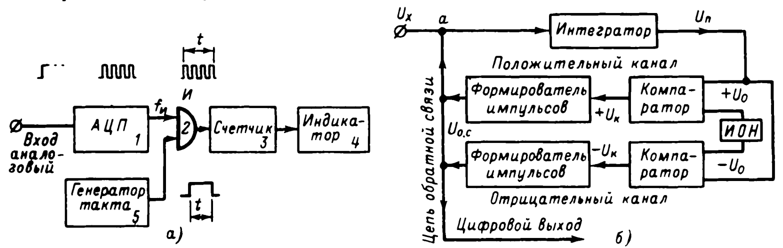



Рис. 5. Структурная схема вольтметра с АЦП интегрирующего типа (*а*) и структурная схема АЦП (*б*).

сравнения (выходная частота) $f$ может быть представлена выражением $f=U_{вх}/S$.

Количество импульсов подсчитывается электронным счетчиком за некоторый интервал времени $t$ (например, 1 *сек*), благодаря чему и происходит усреднение измеряемой величины $U_x$ в этом интервале времени [Л. 2].

Структурная схема цифрового вольтметра, в котором использован аналого-цифровой преобразователь интегрирующего типа, приведена на рис. 5,*а*.

Одним из условий, обеспечивающих высокую точность работы АЦП (рис. 5,*б*), является наличие обратной связи; в эту цепь входит сравнивающее устройство (компаратор), формирователь импульсов напряжений и источник образцового (эталонного) напряжения (ИОН).

Для измерения напряжений различной полярности схема АЦП содержит соответственно две цепи обратной связи, называемые каналами положительного и отрицательного напряжений.

Работа схемы АЦП происходит в следующей последовательности. Измеряемое напряжение $U_x$ подается на вход АЦП (рис. 6,*а*). Допустим, что это напряжение в момент $t_0$ достигает значения $+U_1$. В интеграторе напряжение $U_1$ преобразуется в линейно возрастающее напряжение $U_и$, угол наклона $\alpha$ которого пропорционален значению $U_1$ входного сигнала. Затем выходное напряжение интегратора преобразуется в последовательность импульсов. В преоб-

разовании участвует сравнивающее устройство (компаратор), формирователь импульсов и источник образцового напряжения — ИОН. На один из входов компаратора (например, в канале измерения напряжения $+U_x$) подается образцовое напряжение $U_0$; к другому входу подведено выходное напряжение интегратора $U_и$.

Пока напряжение $U_0$ превышает напряжение $U_и$ ($U_0 > U_и$), выходной потенциал компаратора равен нулю ($U_к = 0$). В момент равенства напряжений $U_и = U_0$ на выходе компаратора возникает короткий импульс, амплитуда которого в момент времени $t_1$ достигает значения $U_к$. С помощью формирователя импульсов выход-

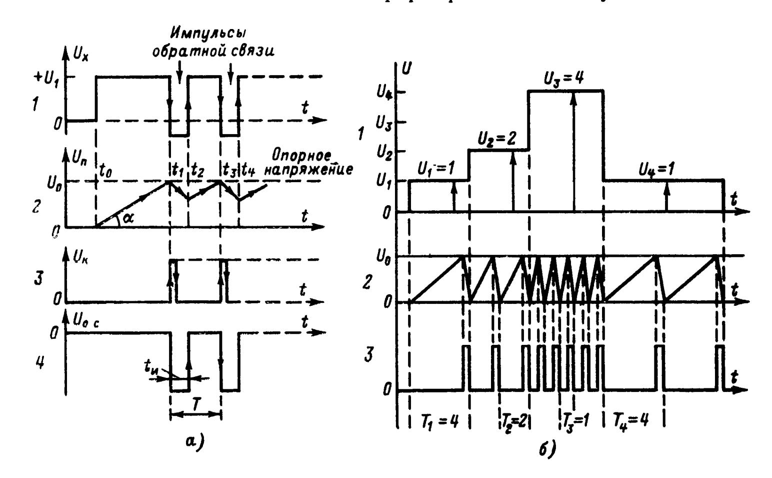



Рис. 6. Временные процессы, происходящие в АЦП (*а*), и диаграмма напряжений (*б*).

*а*: *1* — напряжение на аналоговом входе; *2* — напряжение интегратора; *3* — импульсы на выходе схемы сравнения; *4* — импульсы в цепи обратной связи. *б*: *1* — входное напряжение (аналоговое); *2* — напряжение интегратора; *3* — выходные импульсы

ной сигнал компаратора преобразуется в короткий импульс $t_и$ с полярностью, противоположной полярности входного напряжения.

По цепи обратной связи сформированный импульс $t_и$ подается на вход АЦП, где с учетом полярности суммируется с входным напряжением. При некотором значении амплитуды импульса происходит перекомпенсация входного напряжения. В результате напряжение на входе интегратора $U_1$ уменьшается и соответственно начинает падать выходное напряжение $U_и$; крутизна этого спада зависит от амплитуды импульса обратной связи $t_и$. В связи с тем, что выходное напряжение $U_и$ интегратора становится меньше образцового напряжения $U_0$, выход схемы компаратора вновь приобретает нулевой потенциал. В момент $t_2$ (по окончании действия импульса обратной связи) потенциал входа интегратора — точка *а* — вновь возрастает до значения $U_1$ и выходное напряжение $U_и$ интегратора снова начинает возрастать, причем его крутизна (угол $\alpha$) определяется амплитудой $U_1$ входного напряжения. Это возрастание напряжения $U_и$ продолжается до тех пор, пока не будет вновь выпол-

нено условие $U_и = U_0$; в этот момент времени ($t_3$) произойдет срабатывание компаратора и с выхода формирователя импульсов будет снят новый импульс, который также поступит на вход интегратора.

Затем рассмотренный процесс преобразования повторяется вновь. Так как крутизна нарастания выходного напряжения интегратора находится в прямой зависимости от значения входного напряжения $U_x$, то временной интервал $T$ между двумя соседними импульсами также зависит от приложенного входного напряжения $U_1$; в результате частота следования этих импульсов $f_и = 1/T$

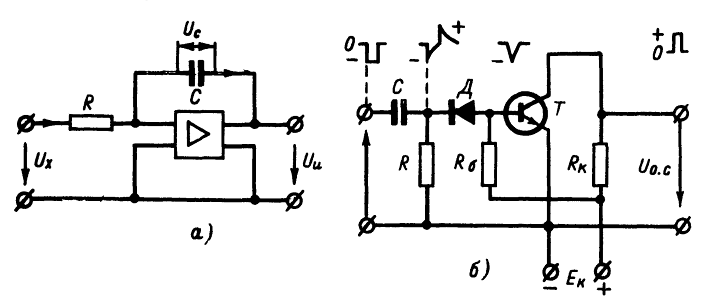



Рис. 7. Интегрирующий усилитель (*а*) и формирователь импульсов постоянной длительности (*б*).

оказывается прямо пропорциональной напряжению $U_x$. На рис. 6,*б* приведены временные диаграммы работы преобразователя при изменении входного напряжения.

Роль интегратора выполняет интегрирующий усилитель (рис. 7,*а*). Выходное напряжение усилителя определяется выражением

$$U_и = k\int U_x dt, \text{ где } k = \frac{1}{RC}$$

($C$ — емкость интегрирующего конденсатора; $R$ — сопротивление входного резистора).

В качестве компаратора используется триггер Шмитта с регулируемым порогом срабатывания.

Формирователь импульсов постоянной длительности выполнен по схеме, приведенной на рис. 7,*б*. В основе работы использован перезаряд конденсатора в $RC$-схеме. Импульс, возникающий на выходе компаратора в момент равенства $U_и = U_0$, дифференцируется $RC$-цепочкой на входе формирователя; отрицательный импульс через диод *Д* подается на базу транзистора $T$ (*n-p-n* проводимости). В исходном состоянии транзистор отперт (напряжение смещения подается на базу через резистор $R_б$); потенциал его коллектора практически равен нулю. Отрицательный импульс, поступающий на базу транзистора, запирает его, и напряжение на коллекторе возрастает до значения $E_к$ напряжения питания. После окончания управляющего импульса вновь на базу транзистора $T$ воздействует положительное напряжение смещения, отпирающее транзистор. Потенциал коллектора транзистора $T$ вновь становится равным нулю. На этом заканчивается формирование импульса обратной связи [Л. 3].

## ДВУХТАКТНОЕ ИНТЕГРИРОВАНИЕ

Цифровой интегрирующий вольтметр предназначен для измерения напряжений постоянного тока. Для исключения влияния помех (в основном от питающей сети) на результат измерения в приборе применено двухтактное интегрирование. С этой целью в процессе преобразования измеряемая величина интегрируется в течение интервала времени, кратного периоду помехи. Используемый в приборе время-импульсный метод преобразования заключается в предварительном преобразовании значения измеряемого напряжения в пропорциональный ему интервал времени с последу-

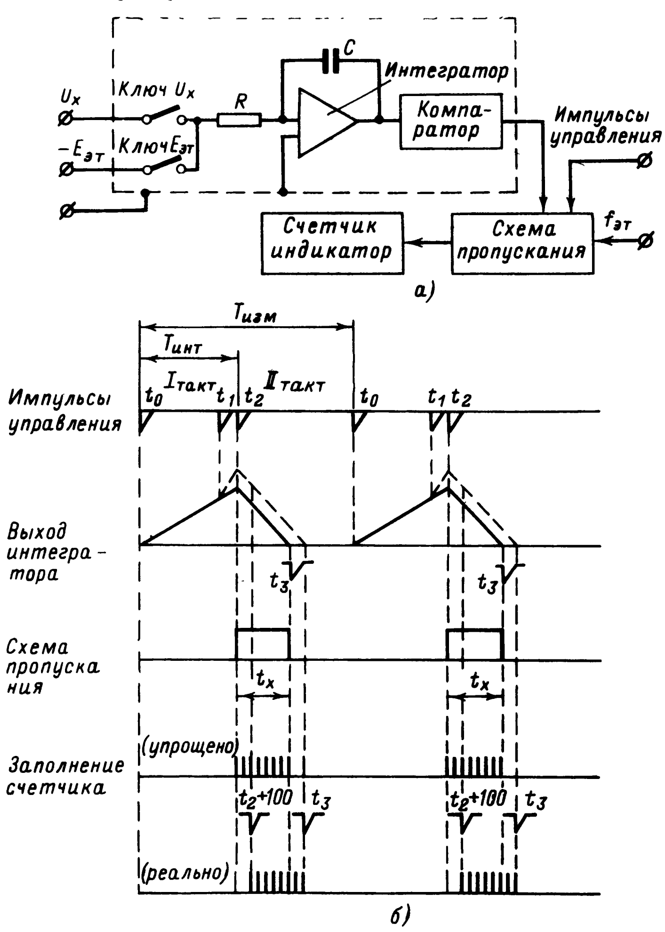



Рис. 8. Структурная схема преобразователя с двухтактным интегрированием (*а*); процессы, происходящие при двухтактном интегрировании (*б*).

ющим преобразованием полученного интервала в цифровой код. На рис. 8,*а*, *б* представлена структурная схема прибора и эпюры процессов, поясняющие принцип преобразования. $U_x$ — напряжение на входе интегратора, пропорциональное входной измеряемой величине; роль интегратора выполняет усилитель постоянного тока, включенный на входе прибора.

Весь измерительный цикл состоит из двух тактов (двухтактное интегрирование) и задается управляющими импульсами ($t_0$, $t_1$, $t_2$), которые вырабатываются в блоке логических операций прибора. В течение первого такта ($t_0 - t_2 = T_{инт}$) замкнут «ключ $U_x$» и происходит интегрирование напряжения $U_x$. В конце первого такта напряжение на выходе интегратора имеет следующий вид:

$$U_{вых}(I) = \frac{T_{инт}}{\tau} U_x,$$

где $\tau = RC$ — постоянная времени цепи обратной связи интегратора.

В течение второго такта ($t_2 - t_3 = t_x$) происходит интегрирование образцового напряжения $E_{эт}$ через «ключ $E_{эт}$», замкнутый на соответствующий интервал времени. «Ключ $U_x$» при этом разомкнут. Полярность $E_{эт}$ противоположна полярности входного напряжения $U_x$. Во втором такте напряжение на выходе интегратора имеет вид:

$$U_{вых}(II) = U_{вых}(I) - \frac{E_{эт} t_x}{\tau}$$

и в момент времени $t_3$ равно 0, т. е.

$$\frac{T_{инт}}{\tau} U_x = \frac{t_x}{\tau} E_{эт},$$

откуда

$$t_x = \frac{U_x}{E_{эт}} T_{инт}.$$

Таким образом, интервал $t_x$ пропорционален измеряемому напряжению и не зависит от постоянной времени $RC$-цепи интегратора. Этим и определяется основное преимущество двухтактного интегрирования перед способом, в котором используются генераторы линейно нарастающего напряжения.

Одновременно с началом второго такта интегрирования ($t_2$) открывается схема селектора (схема пропускания) и импульсы стабильной частоты $f_{эт}$ заполняют счетчик. В момент времени $t_3$ компаратор отмечает уменьшение выходного напряжения интегратора до нуля; в это же время вырабатывается стоп-импульс ($t_3$), закрывающий селектор. Количество импульсов, прошедших на счетчик, равно

$$N_{эт} = f_{эт} t_x.$$

При соответствующем выборе величины образцового напряжения и частоты заполнения показания счетчика будут соответствовать численному значению измеряемого напряжения.

Процессы, в действительности протекающие в приборе, несколько отличаются от описанных выше и обозначены пунктиром на рис. 8.

При измерении малых входных сигналов возможно возникновение неопределенности измерения за счет импульсных помех и собственных шумов входных цепей. Поэтому за 100 *мсек* до конца

первого такта интегрирования (в момент $t_1=t_2-100$ *мсек*) на вход интегратора подается дополнительное образцовое напряжение знаковой добавки, имеющее ту же полярность, что и напряжение $U_x$. Измеряемое напряжение $U_x$ при этом не отключается.

В результате напряжение на выходе интегратора в момент $t_2$ превышает возможную помеху и неопределенность измерения устраняется. Для исключения знаковой добавки из результата измерения селектор (схема пропускания) открывается с задержкой, равной 100 *мсек* (старт-импульсом $t_2+100$).

Отличительной особенностью приборов с двухтактным интегрированием является одновременность процессов преобразования и фильтрации входного сигнала. С целью наиболее эффективного подавления помех последовательного типа (т. е. приложенных ко входу прибора) с частотой питающей сети 50 *гц* интервал интегрирования $T_{инт}$ выбран равным 20 *мсек*.

Это объясняется следующим образом: если сигнал на входе интегратора может быть представлен в виде суммы полезного сигнала ($U_=$) и помехи ($U_m \sin \omega t$):

$$U_{вх}=U_= + U_m \sin \omega t,$$

то напряжение на выходе интегратора

$$U_{вых}(1) = \frac{1}{RC}\int_0^{T_{инт}} U_{вх}dt = U_= \frac{T_{инт}}{RC} - U_m \frac{T}{2\pi RC}\left(\cos 2\pi \frac{T_{инт}}{T} - 1\right)$$

т. е. если $T_{инт}$ равно или кратно периоду помехи $T$ ($T_{инт}=nT$, где $n=1, 2, 3\ldots$), на выходе интегратора помеха отсутствует.

Для осуществления максимальной помехозащищенности в приборе производится автоматически подстройка интервала интегрирования под период питающей сети.

# Глава вторая

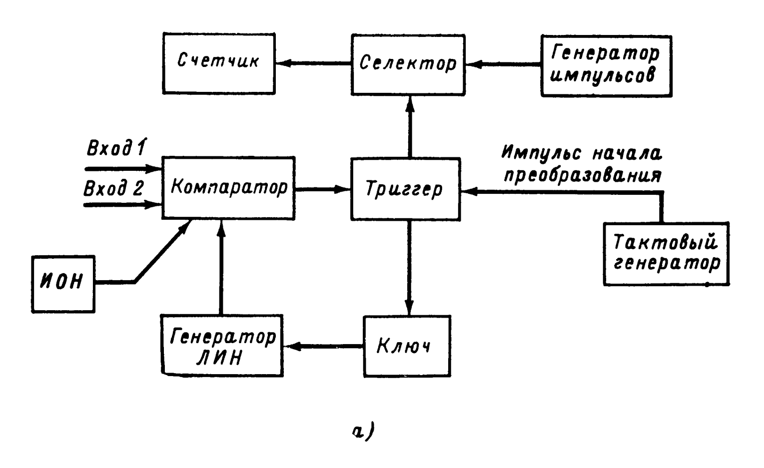
# ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ В ЧАСТОТУ (ПНЧ)

## АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НА ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДАХ И ТРАНЗИСТОРАХ

Импульсные схемы, выполненные на туннельных диодах, могут быть использованы в качестве высокочувствительного триггерного (или порогового) устройства с высоким быстродействием и хорошей температурной стабильностью.

Триггерный (пороговый) режим в этих схемах обеспечивается за счет отрицательного сопротивления, свойственного туннельным диодам. При изменении температурных условий возникает нестабильность тока максимума туннельного диода ($I_{макс}$), которая может быть снижена при уменьшении абсолютного значения этого тока. Для повышения температурной и временной стабильности в схемах используются обращенные диоды. Температурное приращение $I_{макс}$ туннельного диода определяется следующим выражением:

$$\Delta I_{макс} = \text{ТКТ} I_{макс} \Delta T,$$



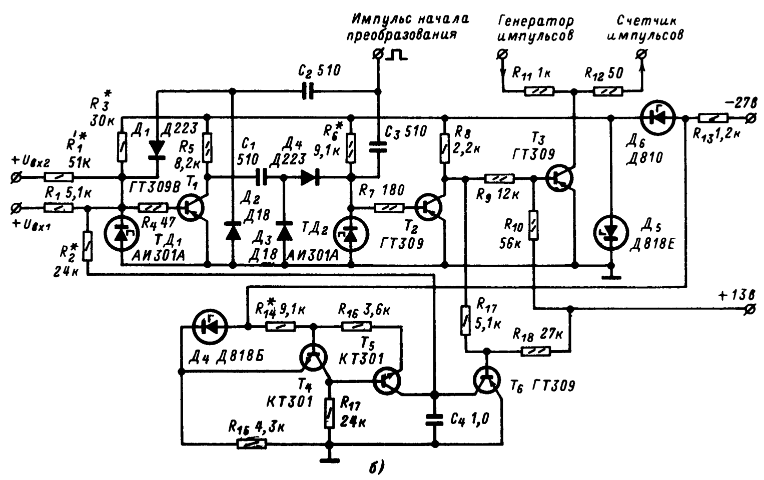




Рис. 9. Структурная (*а*) и принципиальная (*б*) схемы преобразователя ПНЧ.

**где ТКТ** — температурный коэффициент тока максимума туннельного **диода**, который может быть представлен как относительное изменение максимального тока на единицу температуры;

$$\text{ТКТ} = \frac{\Delta I_{\text{макс}}}{I_{\text{макс}} \Delta T}, \ \frac{1}{\text{град}}.$$

У туннельных диодов (отечественного производства) из арсенида галлия

$$\text{ТКТ} \leqslant 3 \cdot 10^{-4}, \ \frac{1}{\text{град}}.$$

На рис. 9,*а* представлена структурная схема аналого-цифрового преобразователя «напряжение — частота», схема которого выполнена на туннельных диодах и транзисторах. В АЦП применен метод время-импульсного преобразования, что существенно упростило схему источника компенсирующего напряжения [Л. 4].

Преобразователь имеет следующие технические данные:

| | |
|---|---|
| Диапазон преобразуемых напряжений: | |
| $U_{вх1}$ | 0—1 *в* |
| $U_{вх2}$ | 0—10 *в* |
| Погрешность преобразования | $\pm 0{,}1\%$ |
| Максимальное время преобразования | 5 *мсек* |
| Входное сопротивление: | |
| $R_{вх1}$ | 5,1 *ком* |
| $R_{вх2}$ | 51 *ком* |
| Питание | 27 *в* $\pm$ 10%<br>13 *в* $\pm$ 10% |
| Рабочий диапазон температур | $-60 \div +60^\circ$ С |
| Объем при навесном монтаже | 20 *см*$^3$ |

В схему преобразователя (рис. 9,*б*) входит компаратор, с помощью которого осуществляется сравнение измеряемого и компенсирующего напряжений, а также формируется импульс при превышении измеряемого напряжения компенсирующим (стоп-импульс); генератор линейно меняющегося компенсирующего напряжения, работающий в ждущем режиме; триггер, формирующий временной интервал, пропорциональный преобразуемому напряжению (строб-импульс); ключ (селектор), коммутирующий счетные импульсы, поступающие с генератора импульсов на счетчик и генератор такта, выдающий импульс начала преобразования — ИНП.

Схема компаратора выполнена на обращенном туннельном диоде $ТД_1$ и транзисторе $T_1$; так как компаратор обладает триггерными свойствами, в его схему введена цепь установки нуля — конденсатор $C_2$, диоды $Д_1$ и $Д_2$.

При сравнении измеряемого напряжения $U_{вх1}$ (или $U_{вх2}$) с компенсирующим напряжением (через резисторы $R_1$ или $R'_1$ и $R_2$) происходит выделение разностного тока.

С помощью резистора $R_3$ задается исходное значение рабочей точки на характеристике туннельного диода $ТД_1$ вблизи точки максимума. Ключевой режим транзистора $T_1$ устанавливается с помощью согласующего резистора $R_4$. На величину тока максимума туннельного диода входная цепь транзистора $T_1$ не оказывает влияние, так как при напряжении на туннельном диоде, соответствующем $I_{макс}$ (при $U_{макс}=100$ *мв*), базовый ток ($I_б$) транзистора становится практически равным нулю.

Триггер выполнен по гибридной схеме на туннельном диоде $ТД_2$ и транзисторе $T_2$, включенном по схеме с общим эмиттером.

Подбором резистора $R_6$ устанавливается режим работы туннельного диода с двумя устойчивыми состояниями. Импульс с выхода компаратора, проходя через конденсатор $C_1$ и диоды $Д_3$, $Д_4$, производит запуск триггера. Через конденсатор $C_3$ осуществляется запуск триггера от внешнего источника (подается импульс начала

преобразования). Каскад на транзисторе $T_3$ выполняет роль выходного ключа (селектора).

Схема генератора линейно-изменяющегося напряжения выполнена на транзисторах $T_4$ и $T_5$; конденсатор $C_4$ представляет собой образцовую емкость. Транзистор $T_5$ является регулирующим; $T_4$ усиливает напряжение отрицательной обратной связи. Стабилитрон $Д_4$ является источником образцового напряжения. Подбором величины резистора $R_{14}$ задается напряжение, пропорциональное зарядному току конденсатора $C_4$.

Для согласования потенциальных уровней между транзисторами $T_4$ и $T_5$ включен резистор $R_{16}$. Ключевой транзистор $T_6$ управляет работой генератора ЛИН. Стабилитроны $Д_5$ и $Д_6$ стабилизируют напряжение питания схемы АЦП.

Работа преобразователя происходит в следующем порядке. Под действием импульса начала преобразования (ИНП) происходит опрокидывание триггера; в результате запирается транзистор $T_6$ и запускается генератор ЛИН. Одновременно с этим запирается транзистор $T_3$ (селектор) и импульсы с частотой 200 *кгц* с генератора импульсов начинают поступать на счетчик импульсов.

Напряжение на эталонной емкости $C_4$ возрастает линейно во времени; как только ток, возникающий во входной цепи компаратора под действием ЛИН, превысит ток, создаваемый входным напряжением, туннельный диод $ТД_1$ переключается в запертое состояние и транзистор $T_1$ открывается. Возникающий при этом выходной импульс положительной полярности вернет триггер в исходное состояние, транзистор $T_3$ отопрется, счет прекратится, транзистор $T_6$ откроется и через него произойдет разряд образцового конденсатора $C_4$. Число импульсов, зарегистрированных счетчиком, будет соответствовать преобразуемому напряжению.

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ «НАПРЯЖЕНИЕ — ЧАСТОТА» С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ УСИЛИТЕЛЕМ

На рис. 10,*а* изображена структурная схема преобразователя напряжения постоянного тока в частоту с динамическим диапазоном входного напряжения около 30 *дб*. Нелинейность преобразования не превышает $10^{-3}$.

Принцип действия преобразователя заключается в следующем. Входное напряжение $U_x$ подается на один из входов дифференциального усилителя и далее на преобразователь «напряжение — частота». С выхода этого узла сигнал с частотой $f$ поступает на вход преобразователя «частота — напряжение», в котором происходит его преобразование в напряжение $E=K_2t$. Напряжение $E$ подается на второй вход дифференциального усилителя, в котором оно сравнивается с преобразуемым напряжением $U_x$. Напряжение $U_1$ с выхода дифференциального усилителя, пропорциональное разности напряжений $U_x - E$, поступает на вход преобразователя «напряжение — частота». На выходе последнего возникает последовательность импульсов, частота следования которых $f$ изменяется в соответствии с изменением преобразуемого напряжения. В описываемом преобразователе применена глубокая обратная связь; преобразователь «частота — напряжение» включен в цепь обратной связи.

Качество преобразования напряжения $U_x$ в частоту $f$ находится в прямой зависимости от коэффициента усиления $a$ дифференциального усилителя и качества преобразования частоты в напряжение.

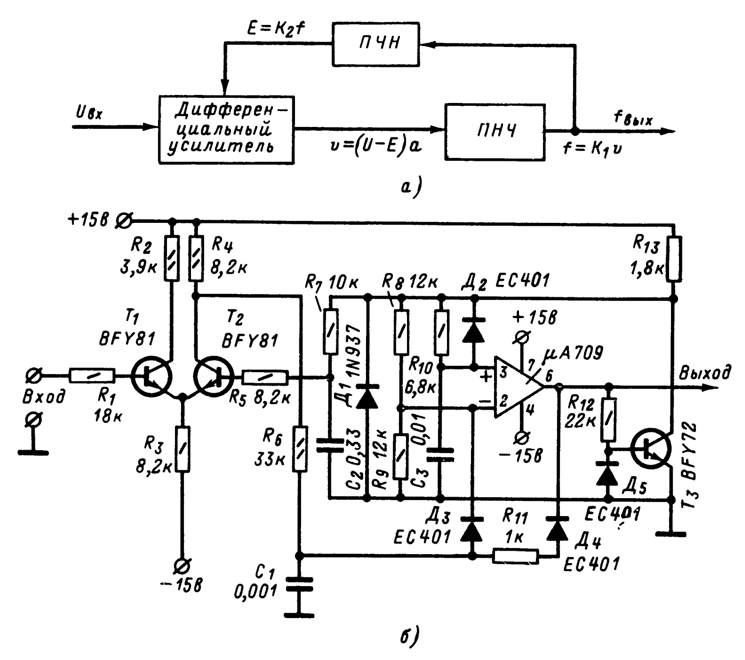



Рис. 10. Структурная схема ПНЧ компенсационной системы (*а*) и принципиальная схема ПНЧ с дифференциальным усилителем (*б*).

Параметры преобразователя связаны между собой следующей системой уравнений:

$$U_1=a(U_x-E),\quad f=K_1U_1,\quad E=K_2f. \tag{1}$$

Зависимость $f$ от $U_x$ может быть представлена выражением

$$f=\frac{aK_1}{1+aK_1K_2}U_x=KU_x. \tag{2}$$

Коэффициент пропорциональности $K$ является функцией коэффициента усиления $a$ и коэффициентов $K_1$ и $K_2$.

При $aK_1K_2\gg 1$ выражение упрощается и принимает вид:

$$f=\frac{1}{K_2}U_1. \tag{3}$$

Из формулы (3) видно, что точность преобразования напряжения в частоту определяется точностью коэффициента $K_2$ преобразования частоты в напряжение.

Из системы уравнений (1) для $aK_1K_2$ может быть получено следующее выражение:

$$aK_1K_2=\frac{E}{U_x-E}. \tag{4}$$

Неравенство $E \gg U_x - E$ является необходимым условием для выполнения неравенства $aK_1K_2 \gg 1$.

На рис. 10,*б* изображена принципиальная схема преобразователя напряжения в частоту, построенного в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис. 10,*а*. Преобразователь предназначен для работы в диапазоне входных напряжений от 0,2 до 2 *в*; погрешность преобразования не превышает 1%.

Схема дифференциального усилителя выполнена на транзисторах $T_1$ и $T_2$. Преобразователь напряжения в частоту состоит из диодов $Д_3$ и $Д_4$, резистора $R_6$ и конденсатора $C_1$. Схему одновибратора составляют интегральный усилитель типа μA709 и транзистор $T_3$. Во время устойчивого состояния одновибратора (транзистор $T_3$ в это время отперт) происходит заряд конденсатора $C_1$ через резистор $R_6$. Процесс заряда $C_1$ продолжается до начала перехода диода $Д_3$ в проводящее состояние; это в свою очередь способ-

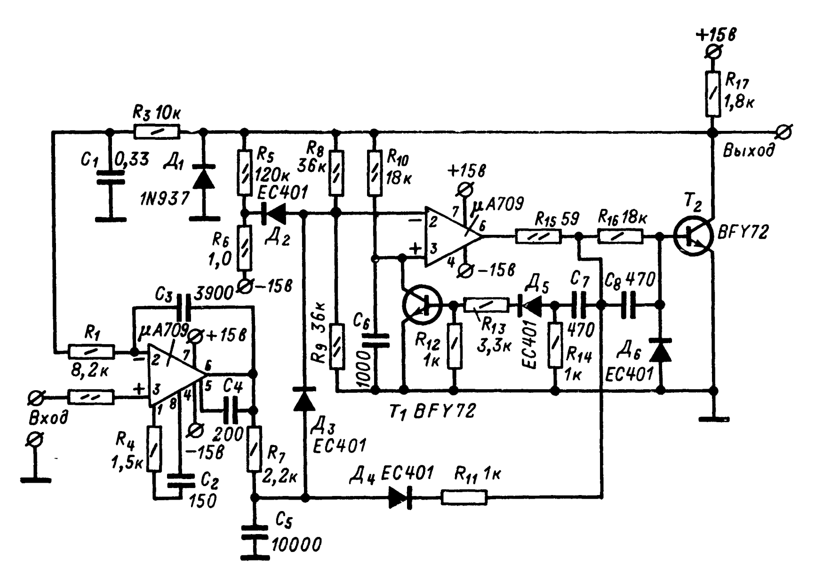



Рис. 11. Принципиальная схема ПНЧ с дифференциальным усилителем на интегральной схеме.

ствует переходу одновибратора в неустойчивое состояние, при котором происходит быстрый разряд конденсатора $C_1$ через диод $Д_4$. Скорость заряда конденсатора $C_1$ является функцией разности потенциалов между входами дифференциального усилителя. С помощью стабилитрона $Д_1$ производится стабилизация амплитуды импульсов одновибратора (импульсов обратной связи). Для выделения постоянной составляющей этого сигнала служит *RC*-фильтр ($R_7C_2$).

Более сложный вариант описанного преобразователя (принципиальная схема приведена на рис. 11) имеет динамический диапазон входных напряжений около 30 *дб*; погрешность преобразования составляет 0,001. Роль входного дифференциального усилителя вы-

полняет интегральный усилитель μA709 с большим коэффициентом усиления; цепь $R_4C_2$ является корректирующей. Для расширения частотного диапазона преобразователя разряд интегрирующего конденсатора $C_6$ производится через транзистор $T_1$, который включен по схеме ключа. Транзистор $T_1$ отпирается при переходе одновибратора в неустойчивое состояние.

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ В ЧАСТОТУ, УПРАВЛЯЕМЫЙ RC-ГЕНЕРАТОР НА ВАРИКАПАХ

В качестве ПНЧ могут быть использованы управляемые RC-генераторы на варикапах. Они обеспечивают преобразование в частотный сигнал постоянного напряжения, а также постоянного и переменного тока. Существенными преимуществами таких схем являются быстродействие, высокое выходное сопротивление, малая мощность

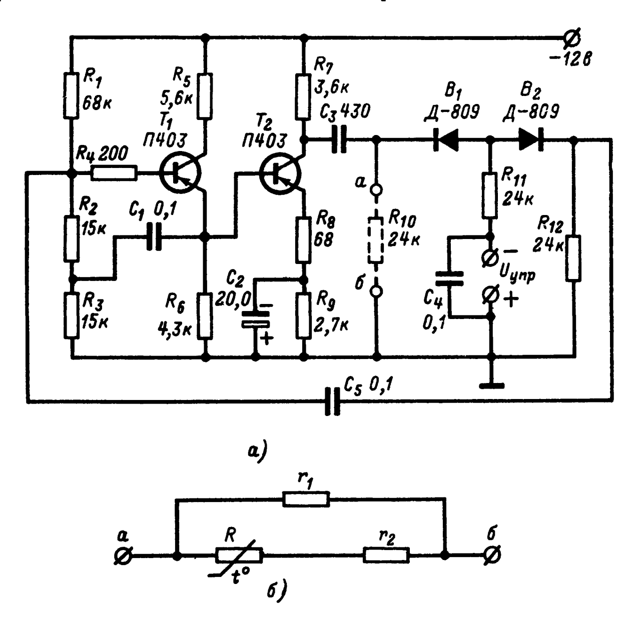



Рис. 12. Схема RC-генератора с фазирующим четырехполюсником. Принципиальная схема (*а*). Схема термостабилизирующего двухполюсника с терморезистором (*б*).

цепи управления, простота, компактность. Схему RC-генератора составляют двухкаскадный усилитель и фазирующий четырехполюсник типа «трехзвенная R-параллель» на варикапах. Принцип действия четырехполюсника основан на изменении емкостей $C_2$ и $C_3$ варикапов $B_1$ и $B_2$ с помощью управляющего напряжения $U_{упр}$; это приводит к изменению угла фазового сдвига выходного напряжения

$U_{вых}$ и, следовательно, к изменению частоты *RC*-генератора с четырехполюсником такого вида.

Основным недостатком *RC*-генератора на варикапах является сравнительно низкая температурная стабильность, обусловленная в основном изменением параметров транзисторов, входящих в схему усилителя, и зависимостью емкости варикапов от окружающей температуры. На рис. 12,*а* представлена схема управляемого по напряжению *RC*-генератора с фазирующим четырехполюсником на варикапах. Результаты испытаний этой схемы показали, что при повышении окружающей температуры от —15 до +55 °С частота генерируемых колебаний понижается практически линейно в пределах от 4 900 до 4 050 *гц*. На изменение частоты генератора наиболее существенное влияние оказывает сопротивление $R_{10}$, включенное между точками *а* и *б*; увеличение этого сопротивления вызывает понижение частоты и наоборот. Включение двухполюсника с терморезистором типа ММТ-4 (рис. 12,*б*) между точками *а* и *б* обеспечило температурную нестабильность не хуже 0,5% в диапазоне частот от —10 до +50 °С [Л. 6]. В описанной схеме *RC*-генератора изменение управляющего (измеряемого) напряжения в пределах от 0 до 1,1 *в* вызывает соответствующее изменение частоты от 4 800 до 6 800 *гц*.

## ТРАНЗИСТОРНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ В ЧАСТОТУ — МУЛЬТИВИБРАТОР

Управляемые по частоте мультивибраторы представляют собой самостоятельный тип преобразователей, работа которых основана на заряде (или разряде) емкости током постоянной величины. Схема мультивибратора выполнена на транзисторах $T_1$ и $T_2$ (рис. 13,*а*); время релаксации обратно пропорционально величине тока разряда конденсаторов $C_1$ и $C_2$. Работа схемы происходит в следующем порядке.

В начале одного полупериода происходит насыщение одного из транзисторов, например $T_1$; второй транзистор $T_2$ при этом прикрывается. Насыщение транзистора $T_1$ происходит за счет тока заряда конденсатора $C_2$ и тока $I_4$.

Транзистор $T_1$ удерживается в насыщенном состоянии и по окончании заряда конденсатора $C_2$, так как ток $I_4$ продолжает протекать. Заряд конденсатора $C_2$ происходит через отпертый переход эмиттер — база транзистора $T_1$ и резистор $R_4$. В результате на конденсаторе устанавливается напряжение, равное сумме напряжений $E_1$ и $U_{д2}$ (падение напряжения на диоде $Д_2$), за исключением падения напряжения на участке эмиттер — база транзистора $T_1$. Транзистор $T_2$ запирается положительным напряжением $U$, возникающим на емкости $C_1$ в результате отпирания транзистора $T_1$. Начальная величина напряжения конденсатора $C_1$ равна предельному напряжению, до которого он заряжается, исключая напряжение, на которое $C_1$ разрядится за время включения транзистора $T_1$. Величина входного напряжения $U_{вх}$ и сопротивление резистора $R_1$ определяют ток $I_3$, которым будет разряжаться конденсатор $C_1$. Необходимо учесть, что конденсатор $C_1$ полностью разряжается и затем заряжается до напряжения отпирания транзистора $T_2$. Время заряда конденсаторов $C_1$ и $C_2$ сокращено за счет фиксирования потенциалов коллекторов транзисторов $T_1$ и $T_2$ с помощью диодов $Д_1$ и $Д_2$ на

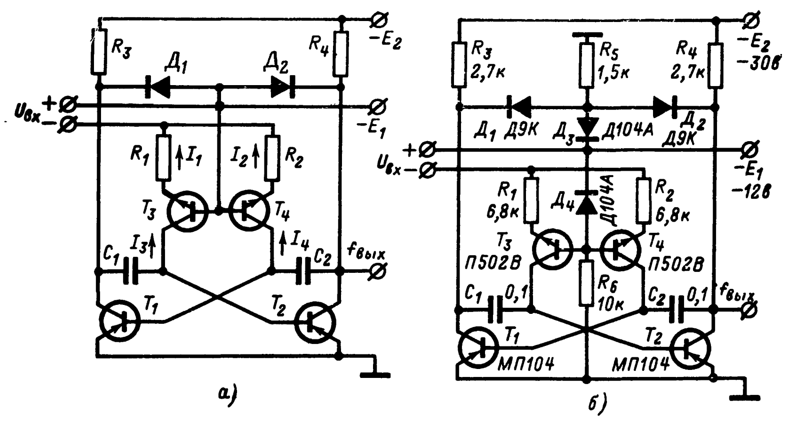



Рис. 13. Схема мультивибратора — ПНЧ (*а*), принципиальная схема ПНЧ (*б*).

уровне $E_1$ ($E_1 < E_2$). Сопротивления резисторов $R_3$ и $R_4$ подбираются с тем расчетом, чтобы время заряда конденсаторов $C_1$ и $C_2$ было меньше половины периода $T_{мин}$:

$$R_3 = R_4 \leqslant \frac{0{,}8T_{мин}}{C \ln\left(1 - \frac{E_1}{E_2}\right)^{-1}}.$$

Если для упрощения принять, что $\alpha_3 = \alpha_4 = 1$, то условие насыщения транзистора $T_2$ (или $T_1$) может быть записано:

$$\beta_{2мин} I_1 \geqslant 1{,}5\left(\frac{E_2}{R_4} + I_2\right).$$

Время разряда конденсатора $C_1$ стабилизированным током $I_3$ определяет длительность полупериода $T_1$ мультивибратора, который будет равен:

$$T_1 = \frac{C_1 U}{I_3}; \quad I_3 = \alpha_3 \frac{U_{вх} - U_{эб3}}{R_1} + I_0;$$

$$U = E_1 + U_{д1} - U_{кэ1} - U_{эб2} + U_{эб02} - \Delta U_{c1},$$

где $U$ — перепад напряжения на участке база — эмиттер транзистора $T_2$ при отпирании $T_1$; $U_{эб3}$, $U_{эб2}$ — напряжения эмиттер — база транзисторов $T_3$, $T_2$; $I_0$ — обратный ток, представляющий сумму обратных токов транзисторов $T_2$ и $T_3$, определяемых при напряжении, равном 1,5 $E_1$; $U_{д1}$ — прямое падение напряжения на диоде $Д_1$; $U_{кэ1}$ — напряжение коллектор — эмиттер транзистора $T_1$ в режиме насыщения; $\Delta U_{c1}$ — величина напряжения, на которое разрядится конденсатор $C_1$ за время от начала лавинообразного процесса отпирания транзистора $T_1$ до конца запирания $T_2$; $U_{эб02}$ — напряжение отпирания транзистора $T_2$.

Ниже приведено упрощенное выражение частоты мультивибратора

$$f=\frac{U_{вх}}{2R_1C_1E_1}$$

Так как схема мультивибратора представляет собой линейный преобразователь тока $I_1=U_{вх}/R$ в частоту импульсов, то его выходная частота может быть определена по следующей формуле:

$$f=\frac{I_1}{2C_1E_1}.$$

На рис. 13,*б* приведена принципиальная схема преобразователя, выполненная в соответствии с описанной выше. При испытании схемы были получены следующие данные:

$U_{вх.мин}=3$ *в*, $U_{вх\ макс}=39$ *в*, $f_{мин}=190$ *гц*, $f_{макс}=2\,800$ *гц*.

Температурная погрешность не превышала 0,075% на 1° в интервале температур 20—40 °С. Входное сопротивление 3,5 *ком*. Максимальное значение нелинейности преобразования не превышает ±1% на октаву. Параметры преобразователя могут быть улучшены путем применения транзисторов $T_1$—$T_4$ с большими коэффициентами усиления; температурная погрешность может быть снижена при применении транзисторов с малыми обратными токами. Токостабилизирующие резисторы должны быть стабильными, например типа МВС или БЛП [Л. 7].

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ НИЗКОГО УРОВНЯ В ЧАСТОТУ

На рис. 14 приведена структурная схема преобразователя напряжения низкого уровня в частоту следования импульсов. Преобразователь выполнен по системе прямого преобразования и имеет следующие технические характеристики:

| | |
|---|---|
| Пределы измерения $U_x$ . . . . . . . | $0\pm 10$ *мв* |
| Начальная частота генерации $f_0$ (при $U_x=0$) . . . . . . . . . . . . . | 25 *кгц* |
| Девиация частота (при $U_x=\pm 10$ *мв*) | $\pm$ 12,5 *кгц* |
| Амплитуда выходных импульсов . . . | 15 *в* |
| Нелинейность характеристики преобразования $\gamma_н$ . . . . . . . . . . . . | 2% |
| Сопротивление источников сигнала . . | 0—5 *ком* |
| Входное сопротивление преобразователя $R_{вх}$ (при размыкании прерывателя) . . . . . . . . . . . . . | 50 *ком* |
| Температурная погрешность при отклонении от 20° на $\pm 30°$ С . . . . | 1 *кгц* |

Основу схемы составляет амплитудно-импульсный (АИМ) преобразователь и управляемый мультивибратор; последний одновременно является генератором коммутирующего напряжения АИМ-преобразователя.

Принцип действия преобразователя заключается в следующем.

Напряжение $U_x$, поданное на вход, при помощи прерывателя преобразуется в последовательность импульсов, модулируемых по амплитуде.

Далее импульсы усиливаются усилителем переменного тока и фиксируются по постоянному уровню фазочувствительным фиксатором уровня, выходное напряжение которого линейно управляет частотой следования импульсов мультивибратора и этим определяет ее пропорциональную зависимость от величины напряжения $U_x$. Все эти узлы входят в состав АИМ-преобразователя. Коррекция низкочастотного дрейфа выходного напряжения АИМ-преобразователя осуществляется путем синфазного переключения прерывателя и фиксатора уровня выходными импульсами мультивибратора [Л. 8].

В качестве прерывателя (рис. 15) используется транзистор $T_1$. Благодаря инверсному включению транзисторный прерыватель обладает линейной характеристикой, начиная с долей милливольта. Это

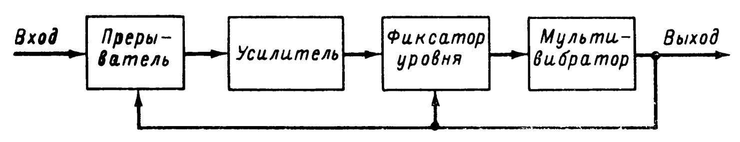



Рис. 14. Структурная схема преобразователя напряжения низкого уровня.

объясняется тем, что у эмиттерного перехода, используемого в качестве диода в прямом направлении, переходное сопротивление более низкое, чем у того же эмиттерного перехода при отсутствии тока в цепи коллектора при прямом включении. Использование диффузионного транзистора в качестве прерывателя способствует повышению сопротивления ключа при нулевом смещении между его базой и коллектором, а также снижает коммутационные выбросы. Величина этих всплесков зависит также от сопротивления источника сигнала, поэтому для уменьшения их влияния на точностные характеристики преобразования сопротивление источника сигнала допускается в пределах 0—5 *ком*, а на входе усилителя включен эмиттерный повторитель (транзистор $T_2$) с входным сопротивлением около 50 *ком*. Усилитель переменного тока содержит лишь один каскад усиления по напряжению (транзистор $T_3$). Стабильность коэффициента усиления этого каскада повышается за счет отрицательной обратной связи по постоянному (резистор $R_{14}$) и переменному (резистор $R_{13}$) току. Эмиттерные повторители (транзисторы $T_4$ и $T_5$) снижают выходное сопротивление усилителя до 30 *ом*. Фазочувствительный фиксатор уровня выполнен на транзисторе $T_6$; необходимый ключевой режим $T_6$ обеспечивают отрицательные выходные импульсы мультивибратора и напряжение источника $E_2$ (+7 *в*).

Мультивибратор представляет собой управляемый генератор импульсов (транзисторы $T_7$, $T_8$ и $T_9$); он генерирует узкие импульсы почти постоянной длительности $t_и$, которую определяет постоянная времени цепи $R_{19}C_6$. Длительность основного рабочего такта мультивибратора, управляемая выходным напряжением фиксатора уровня, определяется величиной емкости хронирующего конденсатора $C_7$ и коллекторным током $i$ транзистора $T_8$. Последний включен по схеме с общим коллектором и представляет малую нагрузку для фиксатора уровня. Благодаря непосредственной связи между транзисто-

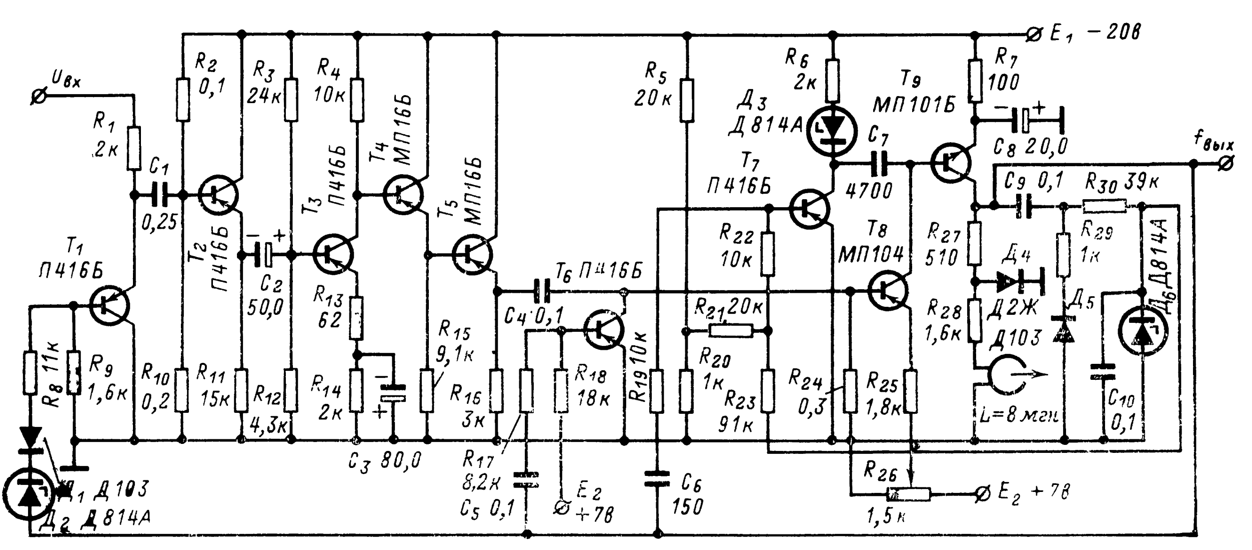



Рис. 15. Принципиальная схема ПНЧ.

рами $T_6$ и $T_8$ значение напряжения на выходе фиксатора уровня линейно определяет величину коллекторного тока транзистора $T_8$. Таким образом, при условии постоянства напряжения $U$ перезаряда хронирующего конденсатора $C_7$ и большой скважности генерируемых импульсов частота $f$ мультивибратора будет пропорциональна уровню входного сигнала $U_x$. В данном случае частота $f$ определяется выражением

$$f = \frac{i}{t_и i + UC_7},$$

поэтому для обеспечения линейности преобразования при любой скважности необходимо, чтобы уменьшение напряжения $U$ перезаряда находилось в следующей зависимости от возрастания тока $i$:

$$U = U_1 - \frac{t_и}{C_7} i.$$

Это условие выполняется за счет коллекторной нагрузки (резистор $R_6$) транзистора $T_8$, величина которой определяется по формуле

$$R_к = \frac{t_и}{C_7}.$$

Величина напряжения $U_0$ уменьшена за счет включения стабилитрона $Д_3$. Начальная частота генерирования импульсов $f_0$ (при $U_x=0$) устанавливается путем изменения режима транзистора $T_8$ (регулировкой потенциометра $R_{26}$). Особенностью схемы примененного мультивибратора является генерирование импульсов при ключевых режимах работы транзисторов $T_7$ и $T_9$. Это объясняется тем, что транзисторам $T_7$ и $T_9$ обеспечивается обычный усилительный режим (а не состояние насыщения или запирания) в то время, когда конденсаторы $C_6$ и $C_7$ перезаряжены и разъединяют транзисторы $T_7$ и $T_9$. Усилительный режим устанавливается при помощи базового тока транзистора $T_9$ (являющегося коллекторным током транзистора $T_8$), который в свою очередь определяется резистором $R_{24}$ при условии запирания транзистора (ключа) $T_6$ фиксатора уровня положительным потенциалом от источника $+E_2$.

Базовый ток транзистора $T_7$ задается делителем (резисторы $R_5$ и $R_{20}$) и определяется резисторами $R_{21}+R_{22}$. При генерировании импульсов в ключевом режиме резистор $R_{24}$ шунтируется малым выходным сопротивлением усилителя импульсов и поэтому практически не влияет на токи транзистора $T_8$. Надежное запирание транзистора $T_7$ (при генерации) осуществляется следующим образом: из выходных импульсов мультивибратора отрицательной полярности при помощи четырехполюсника ($C_9$, $C_{10}$, $R_{29}$, $R_{30}$, $Д_5$ и $Д_6$) формируется постоянный уровень напряжения положительной полярности; через резисторы $R_{22}$ и $R_{23}$ этот уровень подводится к базе транзистора $T_7$.

Схема преобразователя предусматривает его использование для магнитной записи. С этой целью в коллекторную цепь транзистора $T_9$ включена обмотка магнитной головки; ток записи ограничивается с помощью последовательно соединенных резисторов $R_{27}$ и $R_{28}$; положительные всплески напряжения, возникающие благодаря индукции головки, замыкаются на корпус через диод $Д_4$. При ин-

дукции головки $L=8$ *мгн* ток записи в импульсе составляет 8 *ма*. Схема может быть перестроена на другие номинальные частоты за счет изменения емкости хронирующего конденсатора.

Питание преобразователя производится от стабилизированных источников напряжения —20 и +7 *в*.

Схема преобразователя выполнена на печатной плате размерами 80×100 *мм*.

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ Ф573

Прибор Ф573 относится к группе преобразователей «напряжение — код» и предназначен для преобразования постоянного напряжения и тока в частоту.

Прибор имеет следующие пределы преобразования:

а) по напряжению: 10 *мв* — 100 *мв* — 1 *в* — 10 *в* — 100 *в*;

б) по току: 0,1 *ма* — 1 *ма* — 10 *ма* — 100 *ма*.

При изменении входного напряжения (или тока) от 0 до конечного значения предела преобразования частота на выходе преобразователя изменяется от 0 до 10 000 *гц*. На каждом из пределов

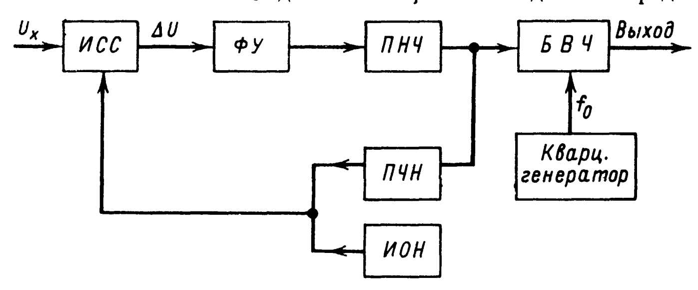



Рис. 16. Структурная схема преобразователя Ф573.

преобразования верхнему пределу соответствует частота 10 *кгц*. Чувствительность прибора составляет 1 *гц/мкв*.

Погрешность от нелинейности $\gamma_н$ составляет 0,5% полной шкалы.

Входное сопротивление преобразователя при измерении напряжения составляет: на пределе 10 *мв* — 2 *Мом*; на пределе 100 *мв* — 20 *Мом*; на пределе 1 *в* — 0,1 *Мом*; на пределе 10 *в* — 1 *Мом*; на пределе 100 *в* — 10 *Мом*.

Входное сопротивление преобразователя при измерении тока не превышает: на пределе 0,1 *ма* — 100 *ом*; на пределе 1 *ма* — 11 *ом*; на пределе 10 *ма* — 1,1 *ом*; на пределе 100 *ма* — 0,3 *ом*.

Время преобразования равно 1 *сек*.

Структурная схема преобразователя приведена на рис. 16. Принцип работы прибора заключается в следующем. При отсутствии сигнала на входе преобразователя ($U_x=0$) кварцевый генератор, входящий в состав узла преобразователя «напряжение — частота» (ПНЧ), генерирует частоту $f_0$, которая поступает на блок вычитания частот (БВЧ) и преобразователь «частота — напряжение» (ПЧН). При этом на выходе ПЧН возникает напряжение $U_{к2}=K_3f_0$. В бло-

ке образцовых напряжений (ИОН) вырабатывается компенсирующее напряжение, равное $U_{к2}$, но имеющее противоположный знак.

При этом, если $U_x=0$, на выходе ПНЧ получается частота $f_0$, а на выходе БВЧ — равная нулю. При подаче на вход напряжения $U_x$ происходит неполная компенсация напряжения; нескомпенсирования часть напряжения после усиления в блоке фотогальванометрического усилителя (ФУ) управляет частотой блока ПНЧ и на выходе этого устройства появляется частота

$$f_x=f_0+\Delta f=f_0+K_u U_x.$$

В результате непрерывного вычитания частоты $f_0$, которое производит блок БВЧ, на выходе преобразователя возникает напряжение с частотой

$$f_{вых}=\Delta f=K_u U_x,$$

т. е. выходная частота преобразователя пропорциональна входной величине $U_x$ или $I_x$.

Преобразователь построен по компенсационной схеме, относительная погрешность которой определяется только погрешностью узла, входящего в цепь обратной связи.

Прибор состоит из трех отдельных блоков: измерительного, преобразовательного и блока питания.

В измерительный блок входят узлы: измерительная цепь; фотоусилитель типа Ф117/5.

Преобразовательный блок образуют следующие узлы: термостат; вычитания частот (БВЧ); кварцевый генератор; выходной фор-

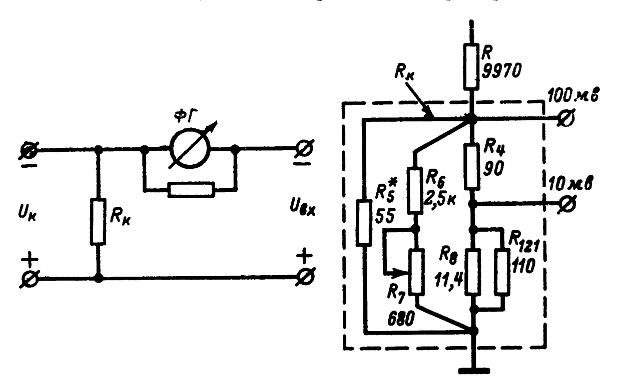



Рис. 17. Упрощенная схема измерительной цепи для пределов «*мв*».

мирователь; преобразователь «напряжение — частота» (ПНЧ); преобразователь «частота — напряжение» (ПЧН); схема индукции.

**Измерительная цепь.** Измерительная цепь (ИСС) служит для переключения пределов преобразования и осуществляет сравнение входного напряжения $U_x$ (или $I_x$) с напряжением (или током) обратной связи. Для пределов «*мв*» упрощенная схема измерительной цепи приведена на рис. 17.

Компенсация напряжений осуществляется на сопротивлении $R_к$ ($R_4$, $R_8$, $R_{121}$). Отношение сопротивлений

$$\frac{R_4}{R_4 + \frac{R_8 R_{121}}{R_8 + R_{121}}}$$

должно быть выполнено с точностью до 0,01%, так как точность подгонки этого отношения входит в погрешность преобразования.

Цепочка резисторов $R_6$, $R_7$, включенная параллельно резистору $R_к$, служит для подрегулировки его величины при настройке.

Фотогальванометрический преобразователь «напряжение — частота» собран по схеме компенсации напряжений — для пределов «*ма*» и «*мв*» и компенсации токов — для пределов «*в*».

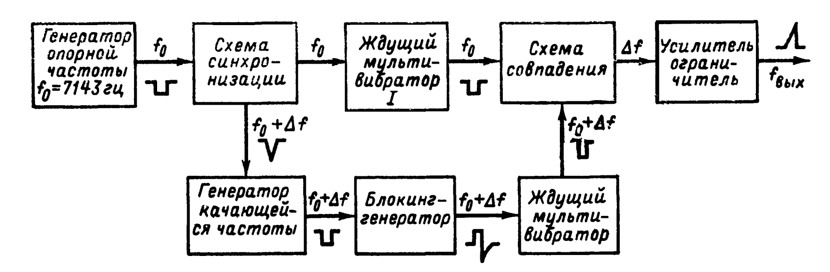



Рис. 18. Структурная схема БВЧ.

**Преобразовательный блок.** Узел вычитания частот предназначен для получения разностной частоты

$$f_{вых} = (f_0 + \Delta f) - f_0 = \Delta f,$$

где $f_{вых}$ — частота импульсов на выходе БВЧ; $f_0$ — нулевая частота при $U_{вх}=0$; $\Delta f$ — девиация частоты, представляющая собой функцию входного напряжения $U_x$.

Разностная частота $\Delta f$ через формирующее устройство поступает на выход преобразователя.

Нулевая частота (частота опорного генератора).

$$f_0 = 7{,}143\ кгц.$$

Выходная частота преобразователя «напряжение — частота»

$$\Delta f = 7{,}143 \div 17{,}143\ кгц.$$

Операция вычитания выполняется с точностью ±1 *гц*.

На рис. 18 представлена структурная схема узла вычитания частот.

Кварцевый генератор предназначен для генерирования частоты $f_0=7{,}143$ *кгц* с погрешностью ±1 *гц*; амплитуда сигнала на выходе ⩾5 *в*; форма — прямоугольный импульс. В схеме кварцевого генератора применена температурная стабилизация режима за счет введения отрицательной обратной связи по постоянному току.

В узле выходного формирователя происходит формирование импульсов с постоянной длительностью $\tau_{имп}=10$ *мсек*. Импульсы, снимаемые с выхода формирователя, имеют положительную полярность.

**Узел преобразования «напряжение — частота» (ПНЧ).** В узле ПНЧ осуществляется преобразование напряжения, поступающего с диагонали моста фотогальванометрического усилителя типа Ф117/5, в частоту следования импульсов, которая представляет собой почти линейную функцию входного напряжения ($U_{вх}$) и выражается зависимостью

$$f'_{вых}=f_0+KU_{вх},$$

где $f'_{вых}$ — частота следования импульсов на выходе узла ПНЧ, $f_0$ — частота следования импульсов при $U_{вх}=0$, $K$ — коэффициент усиления усилителя.

Диапазон входных напряжений 0—2,5 *в*; пределы изменения частоты выходных импульсов (девиация частоты) 7,143—17,143 *кгц*.

Схема ПНЧ (рис. 19) представляет собой управляемый мультивибратор, в которой используется заряд конденсаторов $C_1$ и $C_2$ в це-

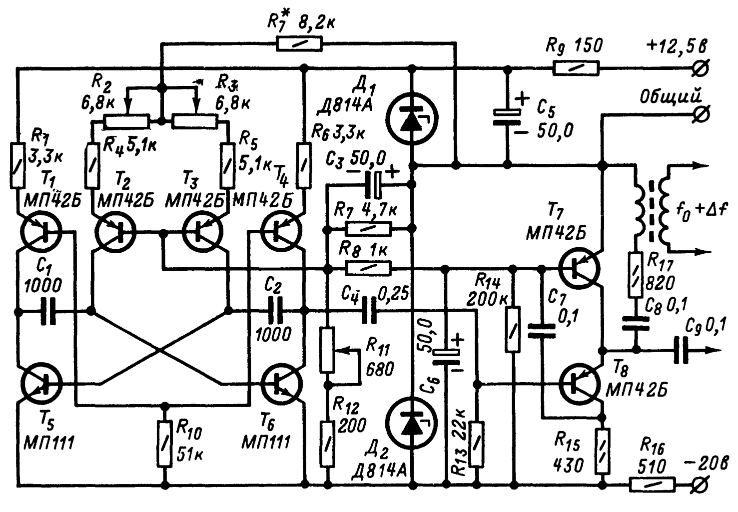



Рис. 19. Принципиальная схема мультивибратора.

пях коллекторно-базовых связей током постоянной величины. В обычном мультивибраторе ток, заряжающий эти конденсаторы через сопротивления, изменяется по экспоненциальному закону. Роль токостабилизирующих двухполюсников выполняют транзисторы $T_2$ и $T_3$.

В коллекторных цепях транзисторов $T_5$ и $T_6$ включены эмиттерные повторители $T_1$ и $T_4$, которые также выполняют роль токостабилизирующих двухполюсников.

Применение транзисторов в качестве токостабилизирующих двухполюсников в схеме мультивибратора обеспечило нелинейность преобразования не хуже 0,5% при девиации частоты 10 *кгц*.

Последовательность импульсов с выхода узла ПНЧ подается в узел преобразования «частота — напряжение» (ПЧН) и блок вычитания частот (БВЧ).

**Узел преобразования «частота — напряжение» (ПЧН).** Узел ПЧН служит для преобразования частоты импульсов, поступающих с узла ПЧН, в напряжение компенсации $U_к$, которое затем подается в измерительную схему фотогальванометрического усилителя.

Процесс преобразования в этом узле может быть выражен уравнениями

$$U_{к2}=K_з(f_0+K_u U_x); \qquad K_u U_x=\Delta f.$$

Частота входных импульсов изменяется в пределах

$$f_{вх}=7{,}143\div 17{,}143 \text{ кгц}.$$

Изменение входной частоты $\Delta f_{вх}=10\,000$ *гц* вызывает изменение выходного тока $\Delta I_к \approx 2$ *ма*.

Нелинейность преобразования частоты в напряжение не превышает 0,08%.

Напряжение питания схемы узла ПЧН:

$$-E_к=-20\pm 0{,}02 \text{ в}; \qquad +E_к=+1{,}5\pm 0{,}0015 \text{ в}.$$

Схема узла ПЧН представляет собой конденсаторный частотомер, в котором напряжение заряда конденсатора не зависит от выходного тока и параметров нагрузки. Это достигнуто с помощью

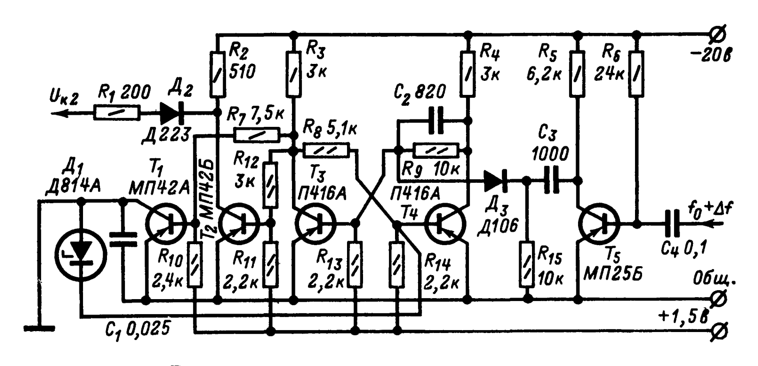



Рис. 20. Принципиальная схема ПЧН.

обратной связи при включении нагрузки последовательно с конденсатором $C_1$ (рис. 20).

Опорный элемент (стабилитрон $Д_1$) включен параллельно конденсатору $C_1$.

Элементы схемы ПЧН $Д_1$, $Д_2$, $T_1$, $T_2$, $T_3$, $T_4$, обеспечивающие термостабилизацию $\Delta I_к$, помещены в термостате.

Для обеспечения минимальной связи между узлами прибора по цепям питания источники напряжения в блоке питания разделены на отдельные каналы. Блок питания выдает следующие стабилизированные напряжения: +12,5; —12,5; —10; —20; +1,5; +50; —50; ~4; ~6; —12 *в*.

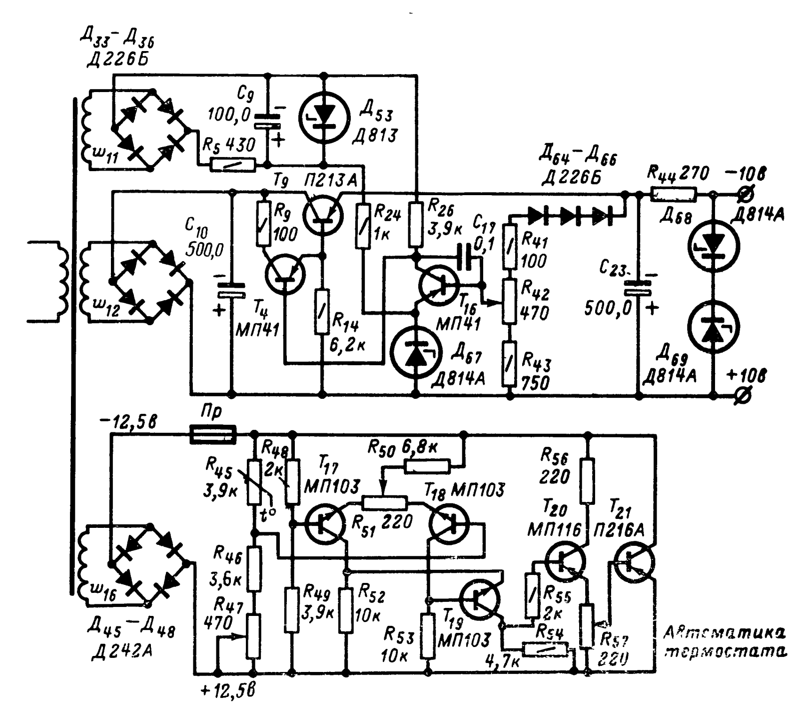



Рис. 21. Принципиальная схема ИОН.

В качестве источника образцового напряжения (ИОН) использована схема последовательной стабилизации (рис. 21). Роль регулирующего элемента схемы стабилизатора выполняют транзисторы $T_4$ и $T_9$, включенные по схеме составного транзистора. Усилительный каскад выполнен на транзисторе $T_{16}$. Для исключения колебаний напряжения питания коллекторная цепь $T_{16}$ питается от отдельного стабилизированного источника.

Потенциал эмиттера транзистора $T_{16}$ стабилизирован с помощью стабилитрона $Д_{67}$. Для стабилизации питания базовой цепи $T_{16}$ в состав делителя $(R_{41}+R_{42}+R_{43})$ включены в прямом направлении диоды Д226Б ($Д_{64}$ — $Д_{66}$).

Дополнительная стабилизация выходного напряжения ИОН осуществляется с помощью стабилитрона $Д_{68}$.

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ «НАПРЯЖЕНИЕ—ЧАСТОТА» НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ

При измерении напряжений постоянного тока, изменяющихся в пределах 0—10 *мв*, наиболее перспективным является промежуточное преобразование напряжения в частоту с линейной характеристикой преобразования.

Ниже описывается преобразователь, предназначенный для работы в диапазоне 0—10 *мв*; выходная частота соответственно изменяется в пределах 4—8 *кгц*; погрешность преобразования не превышает 0,1%.

Структурную схему преобразователя составляют две цепи: цепь прямого преобразования — преобразователь «напряжение — частота» (ПНЧ) и цепь обратной связи (или обратный преобразователь) — преобразователь «частота — напряжение» (ПЧН).

В цепь ПНЧ входят модулятор (М), усилитель переменного тока (У), демодулятор (ДМ) и управляемый генератор (УГ).

На рис. 22 приведена принципиальная схема преобразователя. Основные узлы выполнены на интегральных схемах. В модуляторе и демодуляторе использованы интегральные прерыватели типа 1КТО11А (ИП-1А); усилитель переменного тока выполнен на двух интегральных усилителях типа 1УС221 (П2212). В схеме управляемого генератора, который представляет собой мультивибратор с регулируемым смещением, применена микросхема 1УТ221 (П2222) [Л. 9].

На выходе УГ включен усилитель мощности, выполненный на транзисторах $T_1$ и $T_2$, с помощью которого осуществляется управление модулятором и демодулятором. Трансформатор $Tp_2$ гальванически развязывает вход и выход преобразователя; он выполнен на ферритовом кольце Ф-2000, имеющем внешний диаметр 20 *мм*. Первичная обмотка содержит 200 витков; вторичные обмотки с выходами *1—2*, *3—4—5* и *8—9* соответственно имеют по 200, 200+200 и 300 витков. Импульсы на вторичных обмотках $Tp_2$ имеют форму, незначительно отличающуюся от прямоугольной.

Поскольку погрешность прямого преобразования определяется в основном качеством обратного преобразования, в описываемом преобразователе в цепи обратной связи предусмотрен ряд мер, обеспечивающих стабильность работы узла ПЧН.

С помощью напряжения, снимаемого с обмотки $Tp_2$ (выводы *8—9*), производится преобразование выходной частоты в напряжение обратной связи. Основными элементами схемы обратного преобразования (ПЧН) являются резистор нагрузки $R_н$ и конденсатор $C_{10}$, который перезаряжается через диоды $Д_7$ и $Д_8$. Выходное напряжение цепи перезаряда является функцией входной частоты и может быть определено выражением

$$U_{о.с} = \frac{CR_н f U_0}{1 + CR_н f},$$

где $U_0$ и $f$ — амплитуда и частота входного напряжения цепи обратной связи. При условии $U_{о.с} \ll U_0$ будет выполнено соотношение

$$\gamma_н = \frac{U_{о.с}}{U_0},$$

где $\gamma_н$ — погрешность, возникающая из-за нелинейности зависимости напряжения $U_{о.с}$ от частоты.

Например, если $U_0 = 10$ *в* и $U_{о.с} \leqslant 10$ *мв*, то

$$\gamma_н \leqslant 0{,}1\%.$$

В описываемом преобразователе в соответствии с диапазоном изменения входного сигнала от 0 до 10 *мв* изменяется и напряжение обратной связи $U_{о.с}$.

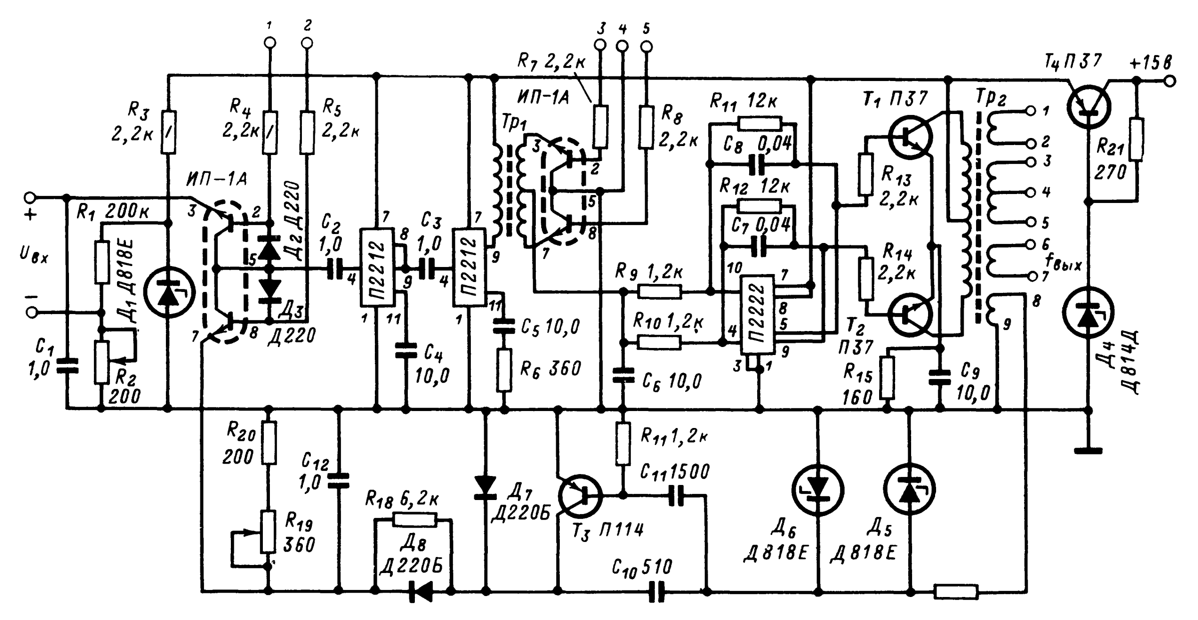



Рис. 22. Принципиальная схема ПНЧ на интегральных схемах.

Нестабильность выходного напряжения ПЧН ($U_{о.с}$) определяется нестабильностью амплитуды входного напряжения $U_0$, изменением емкости конденсатора $C_{10}$ и резистора $R_н$. В целях снижения перечисленных составляющих погрешности амплитуда выходных импульсов $U_0$ стабилизирована с помощью термокомпенсированных стабилитронов ($Д_5$ и $Д_6$), конденсатор $C_{10}$ применен слюдяной типа КСО, резистор $R_н$ выполнен проволочным ($R_н = R_{19} + R_{20}$).

Дополнительная погрешность возникает из-за нелинейности характеристик диодов $Д_7$ и $Д_8$, через которые осуществляется перезаряд конденсатора $C_{10}$. При уменьшении прямого тока происходит увеличение прямого сопротивления диодов, что способствует затягиванию процессов заряда и разряда емкости $C_{10}$.

В результате перезаряд емкости происходит не на величину $U_0$, а на разность $U_0$ и прямых падений напряжений на диодах $Д_7$ и $Д_8$.

Для уменьшения влияния нелинейности характеристик диодов $Д_7$ и $Д_8$ на результирующую погрешность в цепь обратного преобразования введены дополнительные элементы. Для ограничения максимальной величины прямого сопротивления цепи заряда при малых токах введено шунтирование диода $Д_8$ резистором $R_{18}$. Основная часть тока заряда в этой цепи проходит через диод $Д_8$, а в конце цикла заряда, когда прямое сопротивление диода увеличивается, ток заряда идет через резистор $R_{18}$. Шунтирование диода $Д_7$ с помощью транзистора $T_3$ способствует уменьшению сопротивления цепи разряда. Транзистор $T_3$ отпирается импульсом, который поступает на его базу через конденсатор $C_{11}$ во время разряда конденсатора $C_{10}$.

Выражение

$$T = \frac{1}{\omega\alpha} (\beta + 1) \ln \frac{\beta I_{вх}}{\beta I_{вх} - I_{к.н}}$$

определяет время входа транзистора в состояние насыщения.

В начале этого процесса сопротивление перехода коллектор — эмиттер имеет значительно большую величину, чем прямое сопротивление диода $Д_7$. Поэтому вначале разряд конденсатора происходит через малое сопротивление диода $Д_7$, а затем через переход коллектор — эмиттер транзистора $T_3$.

Зависимость прямого сопротивления диода от температуры создает дополнительную температурную погрешность. Экспериментально установлено, что температурная погрешность схемы обратного преобразователя в диапазоне $-10 \div +50$ °C не превышает 0,1% на 10 °C.

Установка «нуля» (начальной частоты) производится путем изменения начального смещения, которое включается последовательно с преобразуемым напряжением.

Напряжение смещения снимается с делителя $R_1$, $R_2$, включенного параллельно стабилитрону $Д_1$. Регулировка чувствительности может быть осуществлена грубо — подбором емкости конденсатора $C_{10}$ и плавно — изменением сопротивления резистора $R_н$ ($R_{19}$).

Питание узлов преобразователя производится с помощью параметрического стабилизатора, в схему которого входят транзистор $T_4$ и стабилитрон $Д_4$. Изменение питающего напряжения в пределах ±10% не влияет на выходную частоту преобразователя. Мощность, потребляемая схемой, не превышает 0,5 *вт*.

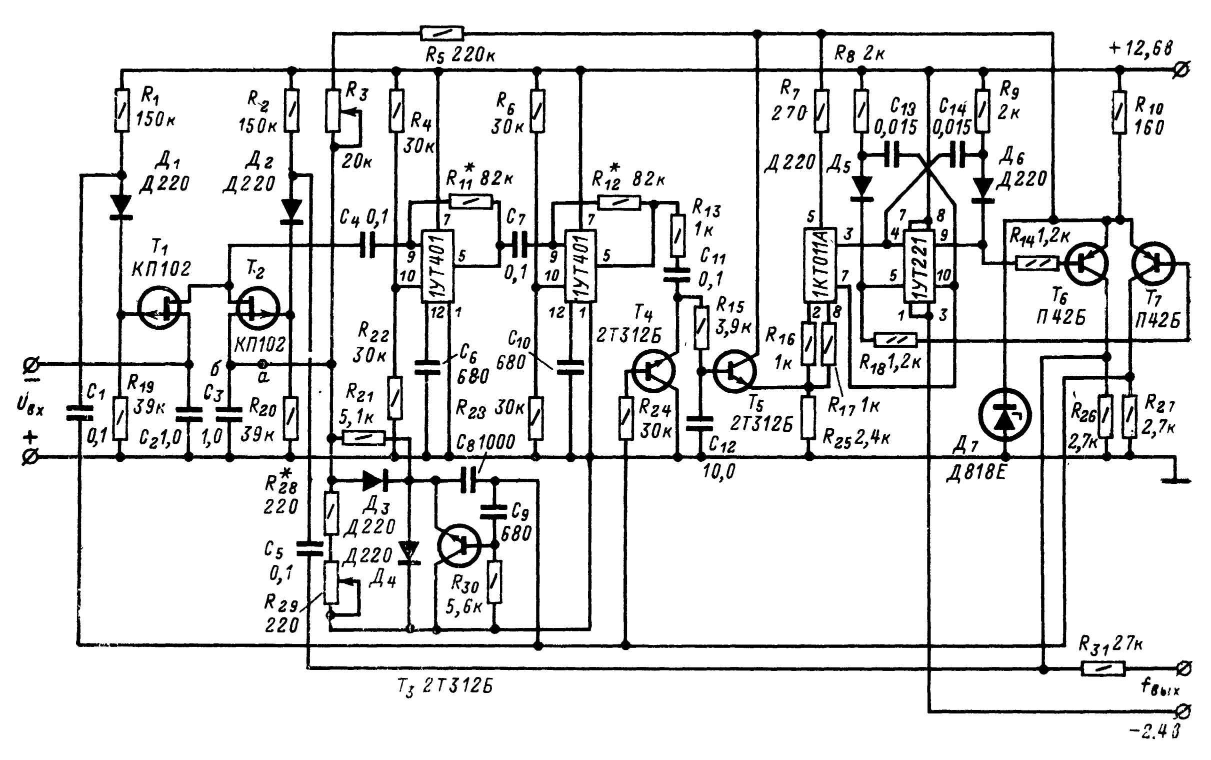



Рис. 23. Принципиальная схема ПНЧ.

Элементы преобразователя, включая стабилизатор, смонтированы на плате с печатным монтажом, имеющей габариты 130×80 *мм*.

Ниже приведена схема преобразователя (рис. 23) с аналогичными техническими данными, имеющая некоторые отличия от описанной выше. Использование в модуляторе полевых транзисторов обеспечило более высокое входное сопротивление; усилитель переменного тока, входящий в УПТ, выполнен на интегральных схемах типа 1УТ401, имеющих более высокий коэффициент усиления; схемы управляемого генератора и цепи обратной связи существенно упрощены. Демодулятор собран на транзисторах $T_4$ и $T_5$.

Напряжение, стабилизированное с помощью стабилитрона $Д_7$, используется для питания выходного усилителя (транзисторы $T_6$ и $T_7$), прерывателя 1КТ011А в схеме управляемого генератора и цепи обратной связи.

Резистор $R_3$ служит для установки «нулевой» частоты; с помощью резистора $R_{29}$ осуществляется регулировка чувствительности. При помощи резистора $R_{31}$ обеспечивается согласование выхода преобразователя с другими приборами.

Настройку схемы преобразователя следует вести в следующем порядке: вначале отключается цепь обратной связи, для этого необходимо разорвать проводник в точке *а*; затем соединяется с корпусом точка *б*; закорачиваются входные зажимы — при этом начальная частота будет равна 3 *кгц*.

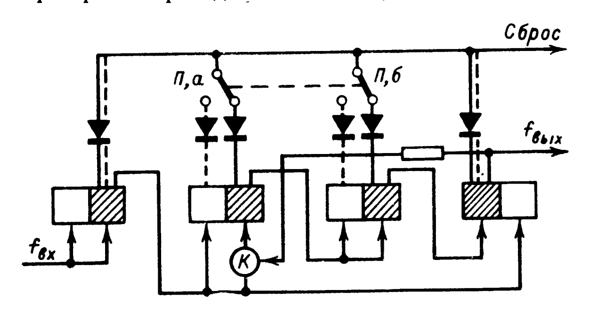



Рис. 24. Схема цепи сброса декады (код 1-2-4-8); пунктиром показана цепь сброса на «6».

При подаче на вход преобразователя последовательного ряда постоянных напряжений 100, 200, 300 *мкв* выходная частота должна соответственно устанавливаться 5, 6, 7 *кгц*.

При работе преобразователя к его выходу должен быть подключен электронный частотомер с цифровым отсчетом.

Для исключения начальной частоты преобразования из показаний счетчика в частотомере необходимо предусмотреть переключение цепи сброса пересчетной декады четвертого разряда в соответствии с рис. 24.

При отключенном преобразователе триггеры этой декады должны сбрасываться на «6». Далее присоединяется преобразователь и вход его закорачивается.

Начальная частота $f_0=4\,000$ *гц* в сумме с «6» обеспечивает индикацию «нулевого» состояния четвертого разряда.

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ В ЧАСТОТУ ПОВЫШЕННОЙ ЛИНЕЙНОСТИ

На рис. 25 приведена структурная схема аналого-цифрового преобразователя, выполненного на основе интегрирующего метода. Преобразователь предназначен для использования в цифровых измерительных приборах, отличается повышенной линейностью и обеспечивает прямой отсчет преобразуемого напряжения $U_x$. Преобразователь имеет следующие характеристики.

Диапазон изменения входного напряжения от 1 *мв* до +10 *в* (допускается перегрузка 50%).

Максимальное значение частоты на выходе преобразователя равно 1 000 *гц*.

Коэффициент преобразования (чувствительность) $f/U_x=100$ *гц/в*. Динамический диапазон $f_{макс}/f_{мин}>10^4$. Погрешность от нелинейности $\gamma_н$ не превышает 0,02%.

Температурный коэффициент не более 0,025% на 1 °С в диапазоне температур от —10 до +50 °С. Длительность выходных импульсов неизменная и составляет 0,5 *мсек*.

В схему преобразователя входят два дифференциальных усилителя, ключи $K_1$ и $K_2$, источник эталонного напряжения $U_0$ (ИОН) и выходной инвертирующий каскад. Один из усилителей работает

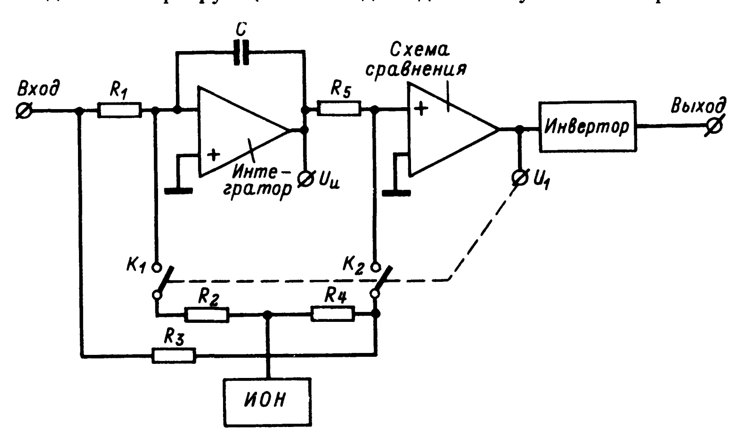



Рис. 25. Структурная схема ПНЧ повышенной линейности.

в режиме интегрирования, второй используется в качестве порогового устройства. Уровень срабатывания порогового устройства линейно зависит от значения входного напряжения $U_x$. Этим достигается высокая линейность преобразования. Изменение крутизны выходного напряжения интегратора $U_и$ приводит к изменению полярности сигнала $U_1$ на выходе порогового устройства (рис. 26,*2*). В свою очередь напряжение $U_1$ управляет ключевой схемой. Состояние ключевой схемы связано с полярностью напряжения $U_1$ следующим образом. При отрицательной полярности напряжения $U_1$ происходит замыкание ключей, при положительной — размыкание. Включение и выключение обоих ключей происходит синхронно. При

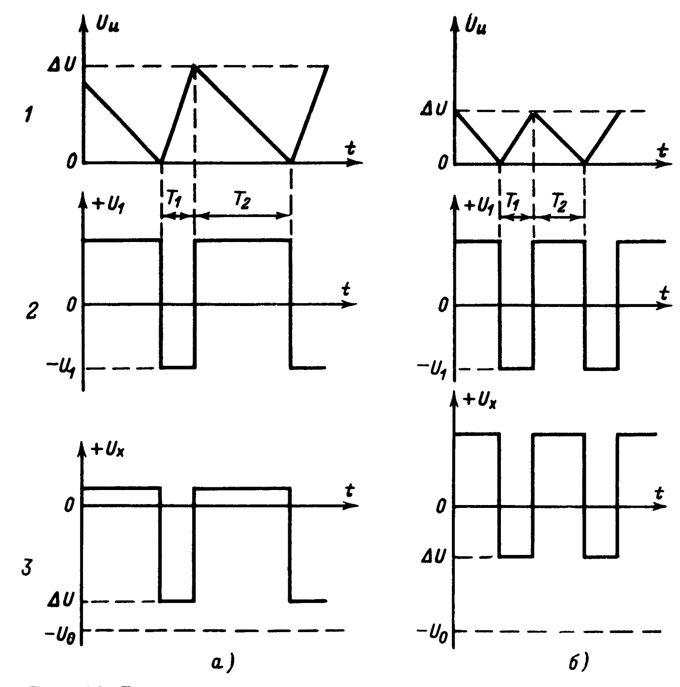



Рис. 26. Временные диаграммы напряжений усилителей при низком (*а*) и при высоком (*б*) уровне входного сигнала.

*1* — напряжение на выходе интегратора; *2* — напряжение на выходе порогового устройства; *3* — напряжение на входе интегратора.

разомкнутых ключах напряжение интегратора $U_и$ линейно уменьшается до нулевого уровня, причем скорость его изменения пропорциональна уровню входного напряжения $U_x$. При нулевом значении напряжения $U_и$ происходит срабатывание порогового устройства, на выходе которого возникает импульс отрицательной полярности длительностью 0,5 *мсек*.

Через ключи, которые при этом переходят в замкнутое состояние, на вход интегратора подается напряжение $U_0$, имеющее отрицательную полярность. Поскольку величина $U_0$ постоянна и превышает верхний уровень входного напряжения $U_x$, на входе интегратора всегда действует разность напряжений

$$\Delta U = U_0 - U_x.$$

В течение интервала времени, равного 0,5 *мсек*, происходит заряд конденсатора *C* интегрирующей цепи. Напряжение на выходе интегратора $U_и$ в течение этого времени достигает уровня $\Delta U$. По окончании длительности импульса пороговое устройство возвращается в исходное состояние; изменяется полярность его выходного напряжения $U_1$; ключи размыкаются и напряжение интегратора $U_и$

вновь начинает уменьшаться, поскольку происходит разряд конденсатора $C$.

На временной диаграмме (рис. 26) интервал $T_1$ соответствует замкнутому состоянию ключей, интервал $T_2$ — разомкнутому. При условии выполнения неравенств

$$U_x \geqslant 0; \ \frac{U_x}{R_1} < \frac{U_0}{R_2}$$

значение интервалов $T_1$ и $T_2$ могут быть выражены:

$$T_1 = \frac{-\Delta UC}{\frac{U_x}{R_1} + \frac{U_0}{R_2}}; \qquad T_2 = \frac{\Delta UC}{\frac{U_x}{R_1}}.$$

Значение $\Delta U$ представляет собой функцию входного напряжения $U_x$. Если пренебречь величиной $I_{вх}$ порогового устройства, значение $\Delta U$ может быть определено из следующего уравнения:

$$\frac{\Delta U}{R_5} + \frac{U_x}{R_3} + \frac{U_0}{R_4} = 0.$$

Период повторения импульсов на выходе преобразователя может быть представлен равенством

$$T = T_1 + T_2 = \frac{CR_1R_5U_0}{R_4U_x} \frac{\frac{R_4}{R_3}U_x + U_0}{\frac{R_2}{R_1}U_x + U_0}.$$

Функция преобразования будет строго линейна, если для сопротивлений, входящих в предыдущее выражение, будет выполняться следующее условие:

$$\frac{R_4}{R_3} - \frac{R_2}{R_1} = 0.$$

Это условие будет выполнено, если интервал $T_1$ не будет зависеть от частоты выходного сигнала. Из предыдущих выражений следует:

$$T_1 = \frac{CR_1R_5}{R_3}.$$

Сигналы на выходе преобразователя представляют собой импульсы постоянной длительности, частота повторения которых пропорциональна значению напряжения $U_x$:

$$f = \frac{1}{T} = U_x \frac{R_4}{CR_1R_5U_0}.$$

Нелинейность интегрирующего усилителя при очень малых и больших уровнях напряжения $U_x$ является одним из источников погрешности от нелинейности. Эта погрешность может быть суще-

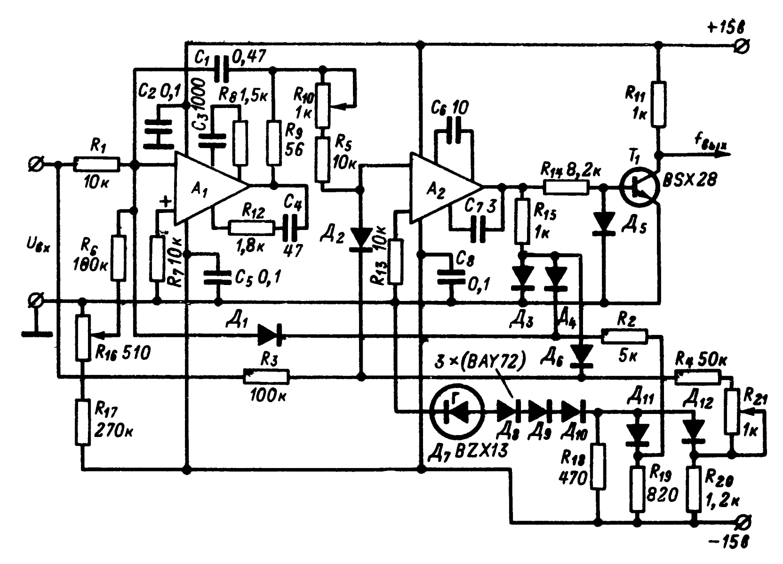



Рис. 27. Принципиальная схема ПНЧ.

ственно снижена, если интервал интегрирования $T_{инт}$ не выходит из пределов

$$\frac{\tau}{A} < T_{инт} < R_1CA.$$

Время запаздывания ключевой схемы представляет другой источник нелинейности. Если разность моментов времени, соответствующих нулевому уровню напряжения $U_и$ и замыканию обоих ключей, обозначить через $T_n$, а время запаздывания размыкания ключей — через $T_m$, то сумма этих величин представляет время запаздывания ключевой схемы.

В результате период повторения импульсов увеличивается на величину $\Delta T = T_n + T_m$.

Частота повторения импульсов с учетом времени задержки ключевой схемы определяется выражением

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2 + \Delta T}.$$

Величина $\Delta T$ может быть снижена путем применения в ключевой схеме высокочастотных диодов с идентичными параметрами.

Принципиальная схема преобразователя приведена на рис. 27. Оба усилителя выполнены на интегральных схемах µA709C. Для снижения погрешности от нелинейности в схему интегратора введены цепи частотной коррекции $R_8C_3$ и $R_{12}C_4$. Смещение нуля интегрирующего усилителя компенсируется с помощью потенциометра $R_{16}$; при этом на выходе преобразователя обеспечивается «нулевая» частота при $U_x = 0$.

Коэффициент передачи напряжения интегратора $U_и$ на вход порогового устройства корректирует переменный резистор $R_{10}$; включенный в цепь компенсирующего напряжения $U_0$ переменный резистор $R_{21}$ обеспечивает регулировку линейности преобразования. Ключи выполнены на диодах $Д_1$ и $Д_2$, управление которыми осуществляется с помощью диодов $Д_4$ и $Д_6$. Отрицательный потенциал на выходе порогового устройства запирает диоды $Д_4$ и $Д_6$ и компенсирующее напряжение поступает в соответствующие цепи через ключи $Д_1$ и $Д_2$. В качестве источника компенсирующего напряжения $U_0$ служит стабилитрон $Д_7$, последовательно с которым включены прямо смещенные диоды $Д_8$, $Д_9$ и $Д_{10}$. Для развязывания различных цепей компенсации параллельно нагрузке стабилитрона включены дополнительные цепочки $R_{19}Д_{11}$ и $R_{20}Д_{12}$. Температурная компенсация напряжения $U_0$ осуществляется с помощью диодов $Д_{11}$ и $Д_{12}$. Транзистор $T_1$ является инвертором выходного напряжения преобразователя. Снижению погрешности от нелинейности может способствовать точный подбор величины резистора $R_{21}$ и применение стабилитрона $Д_7$ с более низким температурным коэффициентом [Л. 10].

## ЦИФРОВОЙ ВОЛЬТМЕТР С ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

Прибор А-1335 представляет собой цифровой вольтметр с время-импульсным преобразованием напряжения $U_x$. Структурная схема прибора изображена на рис. 28,*а*. Прибор предназначен для измерения постоянного и переменного напряжений в диапазоне от 10 *мв*

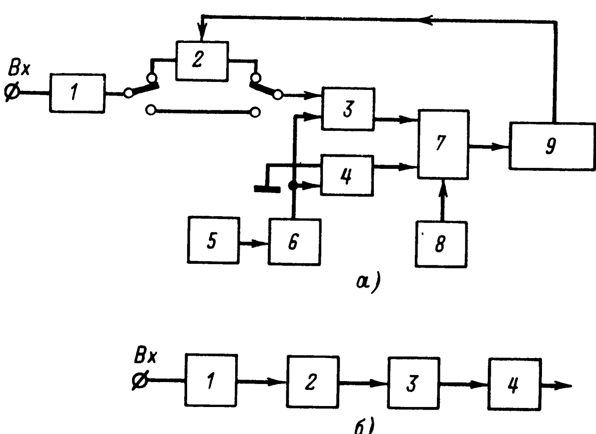



Рис. 28. Структурная схема цифрового вольтметра А-1335 (*а*) и структурная схема компаратора (*б*).

*а* *1* — аттенюатор; *2* — устройство автоматического переключения пределов; *3* — компаратор $K_2$; *4* — компаратор $K_1$; *5* — тактовый генератор; *6* — генератор ЛИН; *7* — селектор; *8* — кварцевый генератор; *9* — счетчик; *б*: *1* — схема сравнения; *2* — усилитель; *3* — пороговое устройство; *4* — фиксатор уровня.

до 500 *в*. Весь диапазон разделен на три предела: 5, 50 и 500 *в*. В приборе предусмотрен автоматический выбор пределов измерения. Шкалу прибора представляет четырехразрядный счетчик. Прибор состоит из двух основных частей: устройства преобразования напряжения $U_x$ и цифрового измерителя временного интервала. Измеряемое напряжение $U_x$ преобразуется в пропорциональный ему временной интервал $\Delta t$, который задают два импульса — опорный (старт) и интервальный (стоп). Импульсы выдаются сравнивающими устройствами — компараторами. Компараторы, примененные в приборе, относятся к группе амплитудно-импульсных сравнивающих устройств и имеют идентичные схемы. На рис. 28,*б* приведена обобщенная структурная схема компаратора. Рассмотрим принципиальную схему одного из компараторов (рис. 29). Схема сравнения представляет собой несимметричный балансный усилитель (транзисторы $T_1$ и $T_2$) с эмиттерным повторителем в качестве эмиттерной нагрузки (транзистор $T_3$). Для сохранения идентичности параметров схем сравнения при изменении температурных условий транзисторы $T_1$, $T_2$, $T_{12}$ и $T_{13}$ помещены на общем радиаторе. Измеряемое напряжение $U_x$ подводится к базе транзистора $T_1$ через *RC*-фильтр ($R_{12}C_8$). Диод $Д_2$ предохраняет цепь базы транзистора $T_1$ от перегрузки при положительной полярности напряжения $U_x$. В коллекторную цепь в качестве нагрузки включен резистор $R_7=27$ *ком* и часть потенциометра $R_{21}=5$ *ком*. Потенциометр служит для установки нуля прибора при отсутствии сигнала на входе (путем выравнивания коллекторных токов). Для повышения быстродействия схемы сравнения применена диодная фиксация (диод $Д_1$) коллекторного напряжения транзистора $T_1$ при переходе его в запертое состояние. К базе транзистора $T_2$ подводится пилообразное линейно возрастающее напряжение. Транзистор $T_3$ является токовым стабилизатором. Преимуществами дифференциального усилителя с токостабилизирующим транзистором являются постоянство усиления по всему диапазону сравнения напряжений $U_x$ и линейно изменяющегося напряжения, а также значительная величина входного сопротивления, что очень важно при точном суммировании напряжений. Сигнал, возникающий на выходе схемы сравнения, усиливается с помощью усилителя на транзисторе $T_4$ и с его выхода поступает на пороговое устройство. База транзистора $T_4$ непосредственно соединена с коллектором транзистора $T_1$, а коллектор $T_4$ — с входом порогового устройства через согласующую *RC*-цепочку ($R_8C_1$).

В качестве порогового устройства применен триггер с коллекторно-базовыми реостатно-емкостными связями. Схема триггера выполнена на транзисторах $T_5$ и $T_6$. Диод $Д_3$ включен в цепь сброса. Импульс положительной полярности, поступающий в начале цикла измерения из цепи сброса (через диод $Д_3$) на коллектор транзистора $T_6$, переводит в запертое состояние транзистор $T_5$ и отпертое — $T_6$. Через делитель, включенный параллельно коллекторной нагрузке транзистора $T_5$, происходит управление транзистором $T_7$, который фиксирует эмиттерное напряжение схемы сравнения (на уровне 6 *в*) после срабатывания порогового устройства. Измерение напряжения $U_x$ различной полярности в описываемом приборе происходит при соответствующем изменении знака линейно изменяющегося напряжения, полярность которого изменяется в течение рабочего хода. В зависимости от полярности $U_x$ меняется очередность срабатывания компараторов $K_1$ и $K_2$. В отличие от компаратора $K_2$, уровень срабатывания которого находится в пределах от 4 *мв* до 5 *в*, сраба-

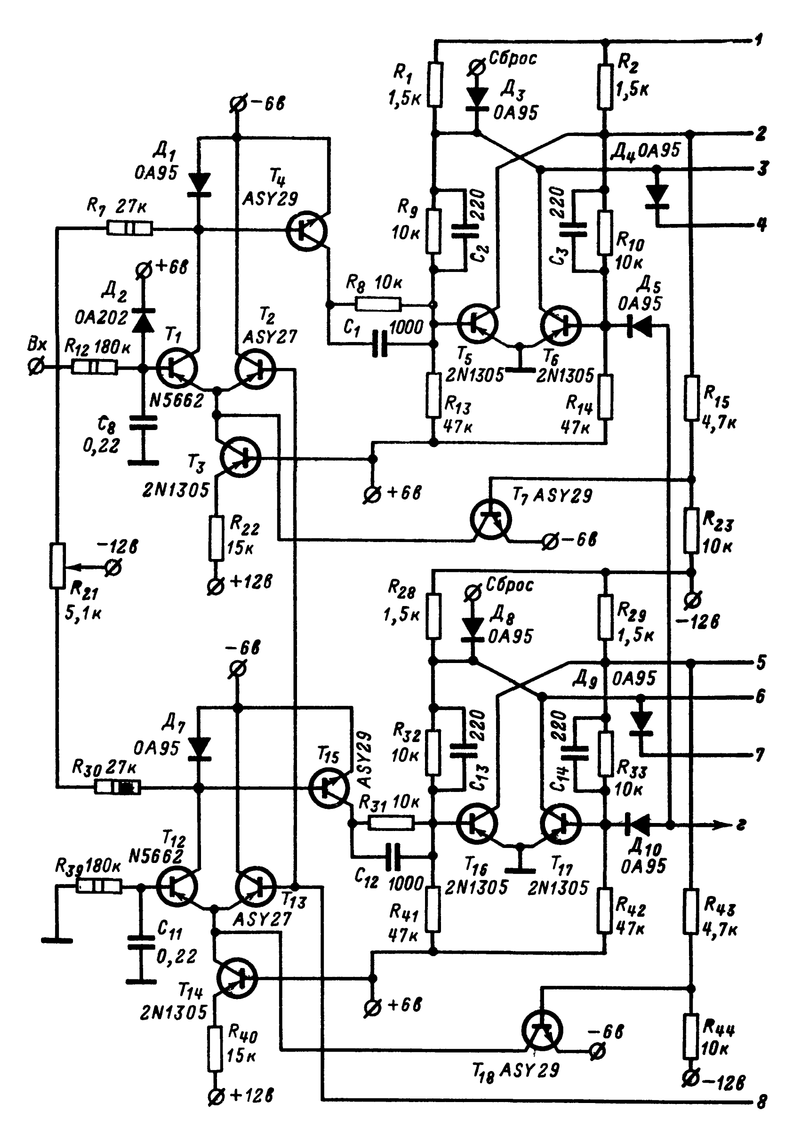
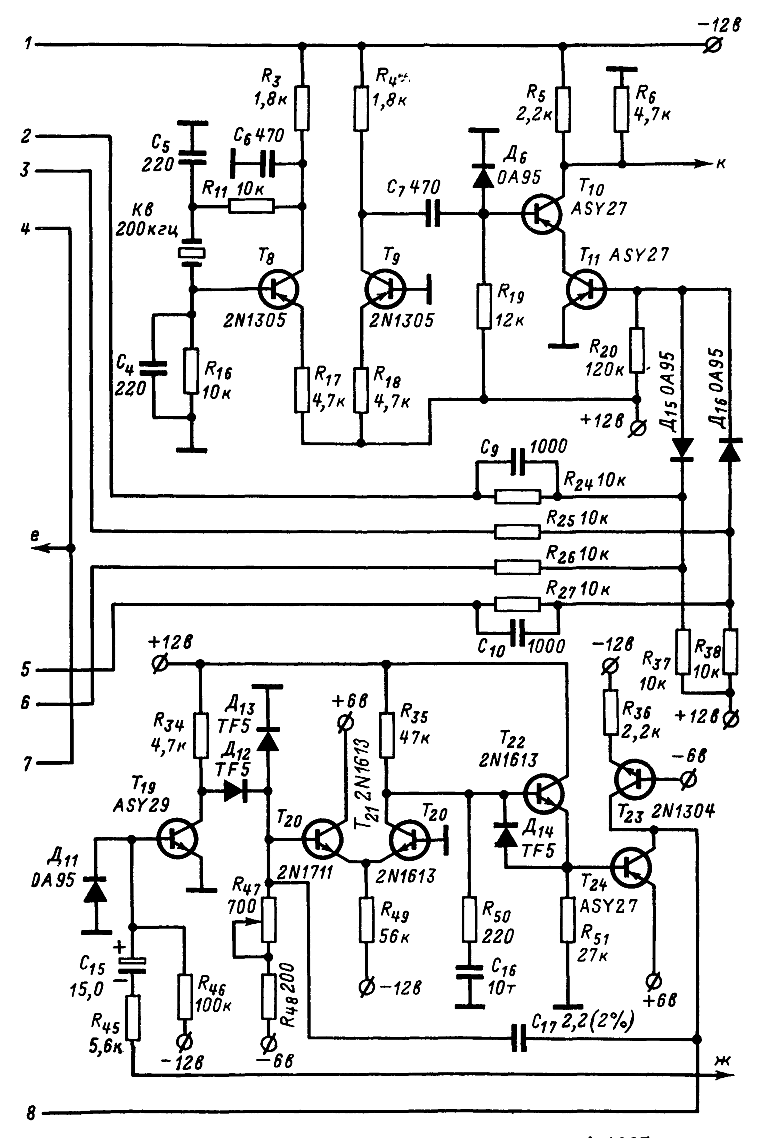



Рис. 29. Принципиальная схема компараторов, кварцевого

[Точка *г* — к счетчику (4-й разряд); *е* — на вход транзистора $T_{10}$ (рис. 30) — цепь




генератора, селектора и генератора ЛИН прибора А-1335.

блокировки; *ж* — к выходу мультивибратора; *к* — на вход счетчика.]

тывание компаратора $K_1$ происходит всегда при одном и том же входном уровне — нулевом, т. е. когда линейно изменяющееся напряжение проходит через нуль. Если измеряемое напряжение $U_x$ имеет отрицательную полярность, то старт-импульс выдается компаратором $K_2$, а стоп-импульс — $K_1$. При положительном значении $U_x$ вначале произойдет срабатывание компаратора $K_1$ и затем — компаратора $K_2$. Продолжительность одного цикла измерения составляет 500 *мсек*, причем процесс измерения с учетом заполнения всех четырех разрядов счетчика длится 12,5 *мсек*, остальное время отводится на индикацию результата.

В качестве генератора такта использован мультивибратор, выполненный на транзисторах по схеме с коллекторно-базовыми емкостными связями и работающий в автоколебательном режиме.

Положительный перепад коллекторного напряжения мультивибратора запускает генератор линейно изменяющегося напряжения и производит сброс пересчетных устройств счетчика и пороговых устройств компараторов в исходное состояние.

Генератор линейно изменяющегося напряжения представляет собой заторможенный одновибратор, выполненный на транзисторах $T_{19}$, $T_{20}$, $T_{21}$, $T_{22}$, $T_{23}$ и $T_{24}$. Транзисторы $T_{20}$ и $T_{21}$ образуют несимметричный балансный усилитель; $T_{22}$ является эмиттерным повторителем; $T_{23}$ и $T_{24}$ работают в схеме коммутатора, с помощью которого осуществляется перезаряд конденсатора $C_{17}$ и соответствующее изменение полярности линейно изменяющегося напряжения. В исходном состоянии транзисторы $T_{19}$, $T_{21}$ и $T_{24}$ заперты, $T_{20}$, $T_{22}$ и $T_{23}$ — отперты. Конденсатор $C_{17}$ и резисторы $R_{47}$, $R_{48}$ и $R_{36}$ образуют времязадающую цепь; при помощи резистора $R_{47}$ корректируется длительность обратного хода пилы (время разряда конденсатора $C_{17}$). Последовательная $RC$-цепочка ($R_{50}C_{16}$) предназначена для повышения линейности пилообразного напряжения.

Пилообразное напряжение изменяется в пределах от —6 до +6 *в*, причем его рабочий ход начинается от точки с потенциалом —6 *в*.

Компаратор работает при измерении напряжения $U_x$, например положительной полярности, следующим образом. Транзистор $T_1$ заперт — к его базе приложено суммарное напряжение: $U_x$ и напряжение обратной связи $U_э$, снимаемое с эмиттерной нагрузки (транзистор $T_3$ и резистор $R_{22}$).

Транзистор $T_2$ отперт; пилообразное напряжение с коэффициентом, близким к единице, передается через эмиттерный повторитель ($T_2$) на эмиттер транзистора $T_1$, где и происходит его сравнение с напряжением $U_x$. В момент равенства мгновенных значений $U_x$ и линейно изменяющегося напряжения транзистор $T_1$ начинает проводить, а $T_2$ — запираться. Отпирание транзистора $T_1$ происходит по той причине, что потенциал его эмиттера становится выше потенциала базы. В то же время потенциал базы транзистора $T_2$ становится выше потенциала эмиттера, который повторяет потенциал базы $T_1$, и $T_2$ запирается.

В результате на коллекторе транзистора $T_1$ возникает положительный перепад напряжения. Усиленный транзистором $T_4$ (усилитель) этот перепад производит срабатывание порогового устройства. На выходе последнего возникает импульс, управляющий селектором. Одновременно с этим с делителя $R_{15}$ и $R_{23}$ снимается потенциал, отпирающий ключевой каскад на транзисторе $T_7$. В результате напряжение —6 *в* подводится к эмиттерам транзисторов $T_1$ и $T_2$

и фиксирует схему сравнения на время обратного хода пилообразного напряжения.

Схема селектора выполнена на двух последовательно соединенных транзисторах $T_{10}$ и $T_{11}$.

В исходном состоянии оба транзистора заперты. На базе транзистора $T_{10}$ положительный потенциал устанавливается с помощью делителя, состоящего из резистора $R_{19}$ и диода $Д_6$, включенного в цепь с напряжением +12 *в*.

Через резистор $R_{20}$ напряжение +12 *в* подводится к базе транзистора $T_{11}$. Выходные сигналы кварцевого генератора, представляющие собой импульсы отрицательной полярности, могут проходить на счетчик лишь при наличии отпирающего потенциала на базе транзистора $T_{11}$.

Импульсы старт и стоп, поступающие на селектор с выходов пороговых устройств, образуют на базе транзистора $T_{11}$ перепады напряжений, отпирающие селектор на интервал времени $\Delta t$. Управление селектором осуществляется по двум каналам, в которые включены диоды $Д_{15}$ и $Д_{16}$. Через резисторы $R_{37}$ и $R_{38}$ к диодам подведено запирающее напряжение +12 *в*.

Катод каждого из диодов $Д_{15}$ и $Д_{16}$ соединен при помощи резисторов с различными выходами триггеров (пороговых устройств).

Коммутация напряжений на диодах производится следующим образом. В результате опрокидывания триггеров на диоде, соединенном с отпертыми транзисторами, устанавливается потенциал +4 *в*. На коллекторе запертого транзистора триггера напряжение равно —8,5 *в*. При одновременном соединении диода с отпертым и запертым транзисторами (различных триггеров) на диоде устанавливается потенциал, представляющий разность напряжений +6 и —4,3 *в*; при подведении к диоду напряжения —8,5 *в* с двух транзисторов происходит отпирание диода $Д_{15}$ (или $Д_{16}$) и одновременно транзистора $T_{11}$ (селектора).

Калибровка прибора производится от внутреннего источника. С этой целью на вход компаратора $K_2$ (на пределе 5 *в*) подается постоянное напряжение отрицательной полярности $4 \pm 0{,}0001$ *в*. Длительность временного интервала $\Delta t$ регулируется с помощью переменного резистора $R_{47}$.

Следует иметь в виду, что частота импульсов кварцевого генератора составляет 200 *кгц*, а пересчетное устройство младшего разряда счетчика срабатывает только от четных импульсов — выдает цифры 0, 2, 4, 6 и 8.

При повторении схемы точность прибора может быть повышена, если в младшем разряде счетчика применить пересчетную декаду и установить частоту кварцевого генератора, равную 400 *кгц*.

Транзисторы, примененные в схемах компараторов и других узлов преобразования, могут быть заменены отечественными следующих типов:

N5662 — ГТ313В; ASY27 — МП106;
2N1305 — П416Б; 2N1711 — ГТ311И.
ASY29, 2N1613 — 2Т312Б;

Диоды могут быть заменены:

TF5 — Д9К; OA95 — Д18.

Транзисторы в схемах сравнения $T_1$ и $T_2$ ($T_{12}$ и $T_{13}$) тщательно подбираются по минимальной величине $I_{к0}$.

## АВТОМАТИЧЕСКОЕ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕ ПРЕДЕЛОВ

При изменении величины напряжения $U_x$, поступающего на вход преобразователя, часто бывает необходимо, чтобы процесс переключения пределов (чувствительности прибора) осуществлялся автоматически. Ниже описывается работа устройства для автоматического выбора пределов измерения, примененного в цифровом вольтметре А-1335. Для предотвращения перегрузки схемы сравнения напряжение $U_x$ приводится к номинальному уровню 5 *в*; при этом обеспечиваются условия для числового представления величины $U_x$ на четырехразрядном счетчике. Расширение пределов измерения напряжения $U_x$ осуществляется с помощью аттенюатора. Аттенюатор представляет собой цепь последовательно соединенных резисторов. На пределах 50 и 500 *в* происходит десятикратное деление напряжения, подведенного к входу (относительно предыдущего предела).

Выбор необходимого предела измерения может осуществляться вручную или автоматически. В последнем случае необходимый предел устанавливается автоматически в процессе измерения в соответствии с величиной напряжения $U_x$. Включение пределов происходит в следующей последовательности: вначале включается наиболее чувствительный предел — 5 *в*, затем по мере необходимости предел 50 *в* и далее — 500 *в*. Такая очередность объясняется тем, что срабатывание переключающего устройства происходит при наличии импульсов переполнения на выходе пересчетного устройства четвертого разряда. В блок автоматического выбора пределов (рис. 30) входят три каскада (по числу пределов), выполненные на транзисторах $T_7$, $T_8$ и $T_9$ и осуществляющие коммутацию пределов. Эти каскады, работающие в ключевом режиме, производят подключение входа компаратора $K_2$ к аттенюатору в точках, соответствующих установленным пределам. Коммутацию производят реле $P_1$, $P_2$ и $P_3$, включенные в коллекторные цепи транзисторов $T_7$, $T_8$ и $T_9$; с целью повышения быстродействия реле (при размыкании) их обмотки шунтированы диодами $Д_5$, $Д_6$ и $Д_7$. Работой коммутирующих каскадов управляют транзисторы $T_4$, $T_5$ и $T_6$. С этой целью коллекторы последних соединены соответственно с базами транзисторов $T_7$, $T_8$ и $T_9$ при помощи резисторов $R_{18}$, $R_{17}$ и $R_{20}$. Например, если транзистор $T_4$ заперт, то потенциал —12 *в* с его коллектора через резистор $R_{18}=6{,}8$ *ком* отпирает транзистор $T_7$, к базе которого подводится также потенциал +12 *в* через резистор $R_{24}=33$ *ком*. Коллекторные и базовые цепи транзисторов $T_4$, $T_5$ и $T_6$ соединены между собой таким образом, что переход одного из них в запертое состояние способствует отпиранию остальных. Диоды $Д_1$ — $Д_4$ совместно с резисторами $R_{21}$, $R_{19}$, $R_{22}$ и $R_{23}$ и конденсаторами $C_1$ — $C_4$ образуют импульсно-потенциальные схемы совпадения, с помощью которых осуществляется последовательность включения пределов измерения. Работа схемы автоматического выбора пределов происходит следующим образом. Допустим, что в момент включения прибора транзисторы $T_4$ и $T_5$ окажутся в отпертом состоянии, $T_6$ — в запертом. Отрицательный потенциал с коллектора последнего через резистор $R_{20}$ произведет отпирание транзистора $T_9$; при этом включится реле $P_3$ и соединит аттенюатор с компаратором. Прибор подготовлен к работе на пределе 500 *в*. Одновременно включается соответствующая индикация.

Включенный предел выделяется на счетчике светящейся точкой — включенной индикаторной лампочкой, например, 5.000, 50.00

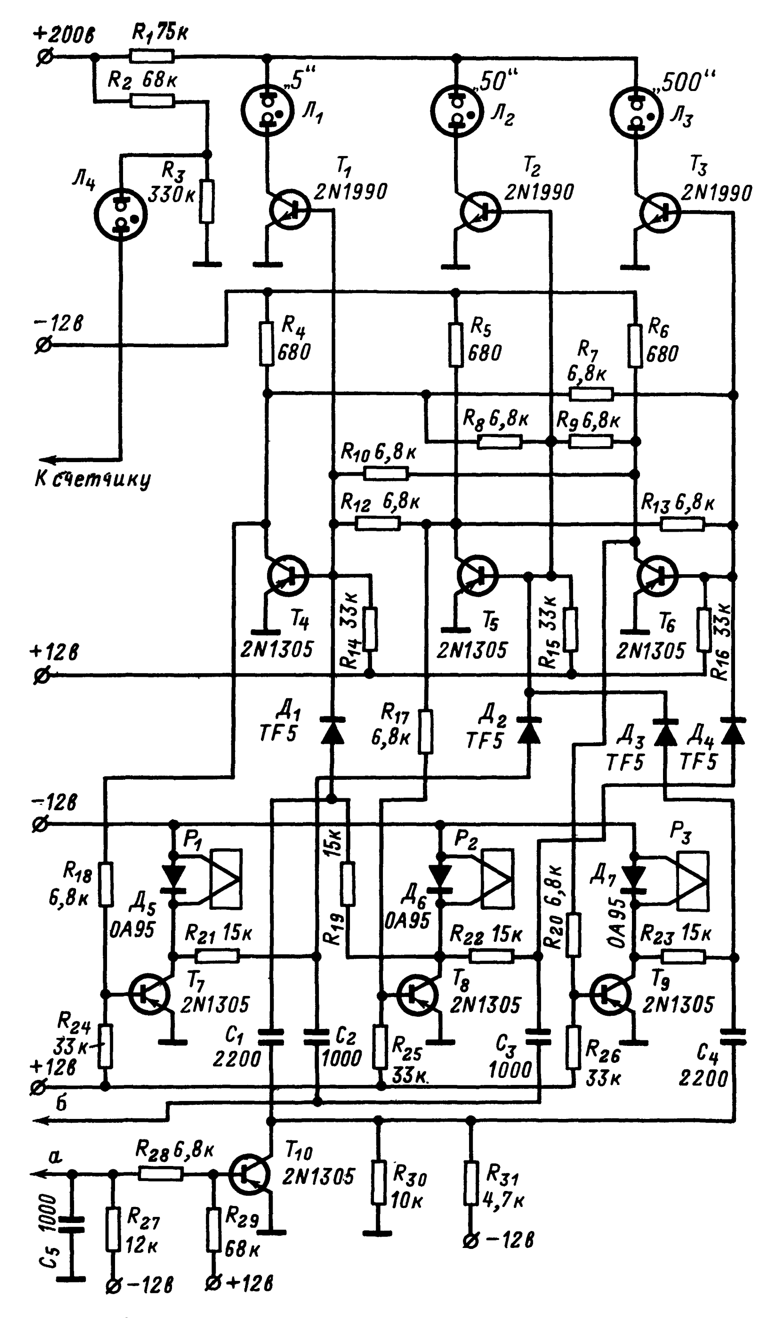



Рис. 30. Принципиальная схема устройства автоматического переключения пределов (на схеме не показаны контакты реле).

или 500.0. Включение соответствующих индикаторных лампочек производят транзисторы $T_1$, $T_2$ и $T_3$, базы которых соответственно соединены с базами транзисторов $T_4$, $T_5$ $T_6$. Индикатором включения предела 500 *в* служит лампочка $Л_3$. Один из ее электродов соединен с коллектором транзистора $T_3$; к второму электроду подводится потенциал +200 *в* через ограничивающий резистор $R_1$=75 *ком*. Положительный потенциал базы транзистора $T_6$ является отпирающим для транзистора $T_3$; в результате происходит соединение с корпусом коммутируемого электрода $Л_3$ и последняя зажигается. При включенном пределе 500 *в* диоды, входящие в схемы совпадения, находятся в следующем состоянии: диоды $Д_1$ и $Д_4$ заперты потенциалом —12 *в* с коллектора транзистора $T_8$; $Д_2$ заперт коллекторным напряжением транзистора $T_7$. Диод $Д_3$ отперт, так как его анод соединен с коллектором отпертого транзистора $T_9$. При помощи усилительного каскада на транзисторе $T_{10}$ происходит «отрабатывание» пределов «вниз», т. е. от 500 к 50 и далее к 5 *в*.

При отсутствии признаков перегрузки счетчика импульс сброса (в начале цикла преобразования) устанавливает запертое состояние транзистора $T_{10}$ — точка *а* (соединения резисторов $R_{27}$ и $R_{28}$) соединяется с корпусом через диоды $Д_4$ и $Д_9$ (в схемах компараторов). Стоп-импульс (окончание счета), возникающий на выходе одного из компараторов, восстанавливает отрицательный потенциал на базе транзистора $T_{10}$, последний отпирается, импульс с его выхода проходит через конденсатор $C_4$ и диод $Д_3$ и запирает транзистор $T_5$. Включается предел 50 *в*.

Теперь устанавливается следующее состояние диодов: $Д_2$ и $Д_3$ заперты, с диодов $Д_1$ и $Д_4$ снят запрет.

Следующий выходной импульс транзистора $T_{10}$, пройдя через конденсатор $C_1$ и диод $Д_1$, запрет транзистор $T_4$. При этом отопрется транзистор $T_7$ и включит предел «5 *в*». На этом пределе запертыми оказываются диоды $Д_1$, $Д_3$ и $Д_4$; диод $Д_2$ — отперт.

Если число, записываемое в счетчике, не превышает 5.000, т. е. на выходе пересчетной схемы четвертого разряда не возникает импульс переполнения, то включенным остается предел «5 *в*». В схемах пересчетных устройств третьего и четвертого разрядов предусмотрены дополнительные цепи — диодные схемы И, фиксирующие при счете импульсов запертое состояние транзистора $T_{10}$.

Появление импульса переполнения на выходе схемы четвертого разряда служит признаком перегрузки счетчика. Импульс переполнения оказывает воздействие на следующие цепи: проходя через диоды $Д_5$ и $Д_{10}$ (см. рис. 29) на входы пороговых устройств, удерживает их в фиксированном состоянии, при этом задерживается формирование импульса СТОП. Одновременно с этим импульс переполнения попадает на схемы совпадения в блоке автоматического выбора пределов (точка *б*). Через конденсатор $C_2$ и отпертый диод $Д_2$ импульс поступает на базу транзистора $T_5$ и запирает его. Транзистор $T_8$, управляемый перепадами коллекторного напряжения транзистора $T_5$, отпирается и включает реле $P_2$, обеспечивающее работу прибора на пределе «50 *в*». Транзистор $T_2$, переходящий при этом в отпертое состояние, включает индикаторную лампочку $Л_2$. Транзисторы $T_4$ и $T_6$ перейдут в отпертое состояние, а связанные с ними коммутирующие транзисторы $T_7$ и $T_9$ — в запертое. В результате окажутся запертыми также диоды $Д_2$ и $Д_3$ и отпертыми — диоды $Д_1$ и $Д_4$. Если и после переключения на предел «50 *в*» будут иметь место признаки перегрузки, то теперь импульс переполнения

пройдет через конденсатор $C_3$ и диод $Д_4$ на базу транзистора $T_6$ и запрет его; произойдет включение предела «500 *в*».

При работе прибора на пределах 50 и 500 *в* импульс сброса, возникающий в начале каждого последующего цикла измерения, «подтверждает» запертое состояние транзистора $T_{10}$. Последний отпирается при формировании импульса СТОП (при опрокидывании соответствующего порогового устройства) и при отсутствии счета в третьем и четвертом разрядах счетчика.

Схема индикации перегрузки работает следующим образом: при зажигании цифры 5 на индикаторе четвертого разряда соответствующий цифровой катод оказывается соединенным с корпусом через отпертый ключевой транзистор. С этим же катодом соединен один из электродов неоновой лампочки ПЕРЕГРУЗКА; ее второй электрод соединен с делителем ($R_2$ и $R_3$), включенным в цепь с напряжением +200 *в*. Таким образом, при зажигании цифры 5 одновременно включается индикация перегрузки.

Транзисторы $T_1—T_3$ (2N1990) могут быть заменены отечественными типа П308 (П309); остальные транзисторы $T_4—T_{10}$ (2N1305) заменяются МП16Б, однако для обеспечения более высокого быстродействия желательно применить П416Б.

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ В ЧАСТОТУ С АВТОМАТИЧЕСКИМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ КАНАЛОВ (ПОЛЯРНОСТИ)

Прибор типа А-1443 («Рошар», Франция) предназначен для преобразования постоянных напряжений обеих полярностей в пропорциональные им значения частоты следования импульсов.

Преобразователь может быть применен при централизации измерений для передачи на расстояние результатов измерений, а в соединении с соответствующими датчиками — для преобразования различных физических (аналоговых) величин в пропорциональные им частоты. В работе преобразователя использован следующий принцип. Измеряемое напряжение $U_x$ через калиброванное сопротивление $R$ (рис. 31) приложено ко входу усилителя постоянного тока, охваченного обратной связью. Сигналы с выхода последнего

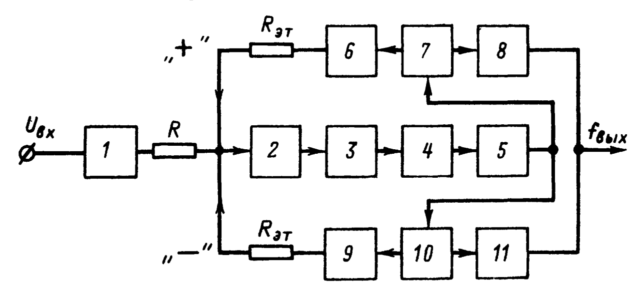



Рис. 31. Структурная схема преобразователя типа А-1443.

*1* — аттенюатор; *2* — модулятор; *3* — УПТ; *4* — демодулятор; *5* — переключатель каналов; *6* — ПЧН; *7* — ПНЧ; *8* — эмиттерный повторитель положительного канала; *9* — ПЧН; *10* — ПНЧ; *11* — эмиттерный повторитель отрицательного канала.

управляют преобразователем «напряжение — частота». Цепь обратной связи образуют преобразователь «частота — напряжение» и включенное последовательно с ним эталонное сопротивление. По цепи обратной связи происходит передача компенсирующего напряжения в виде сигналов импульсной формы. Измерение частоты на выходе преобразователя производится с помощью частотомера с цифровым отсчетом.

В приборе предусмотрено преобразование напряжения до 1 000 *в*, причем весь диапазон разделен на четыре предела: 1 — 10 — 100 — 1 000 *в*. Минимальная величина измеряемого напряжения $U_x$ составляет 100 *мкв*. Входное сопротивление на пределе 1 *в* равно 100 *ком*; 10 *в* — 1 *Мом*; 100 и 1 000 *в* — 10 *Мом*; нелинейность — $3 \cdot 10^{-4}$.

Выходные сигналы представляют собой импульсы отрицательной полярности с максимальной частотой 100 *кгц* на конце каждого предела; амплитуда — 3 *в*; длительность — 1,5 *мксек*. Выходное сопротивление — 2,2 *ком*.

**Аттенюатор.** При помощи аттенюатора (рис. 33) напряжение $U_x$ приводится к величине 1 *в*. На пределе 1 *в* напряжение $U_x$ передается на вход усилителя через резистор калиброванной величины $R_1 = 100$ *ком*. В результате возникает ток, пропорциональный входному напряжению. Величина тока на конце шкалы (предела) равна 10 *мка*. На остальных пределах последовательно с резистором $R_1$ включаются дополнительные резисторы; при помощи переменных резисторов $R_2$, $R_7$ и $R_8$ на пределах 10 — 100 — 1 000 *в* соответственно производится точная установка необходимого коэффициента деления.

**Усилитель.** Усилитель постоянного тока выполнен на транзисторах $T_2$, $T_3$ и $T_4$ (рис. 32). В результате действия компенсирующего напряжения на входе усилителя возникает сигнал $U_р$, представляющий собой разность напряжений $U_к$ и $U_x$: $U_р = U_к - U_x$ (полярность $U_к$ всегда имеет обратный знак относительно напряжения $U_x$). Форма сигналов $U_р$ — это периодическая последовательность импульсов, частота следования которых пропорциональна величине напряжения $U_x$.

В целях компенсации дрейфа применена схема: модулятор — усилитель — демодулятор; при этом сигналы $U_р$ дополнительно преобразуются (модулируются) в переменное напряжение с постоянной частотой 500 *гц*.

В качестве модулятора используется полевой транзистор $T_1$. На выходе усилителя включен детектор (транзистор $T_8$), работающий синхронно с модулятором; с помощью детектора происходит выделение постоянной составляющей разностного сигнала.

**Переключение каналов.** В зависимости от полярности входного напряжения $U_x$ в приборе автоматически включаются соответствующие цепи обратной связи — положительный или отрицательный канал.

В схему автоматического переключения каналов входят два дифференциальных усилителя, включенных последовательно, и два эмиттерных повторителя (рис. 32).

Усилитель, выполненный на транзисторах $T_9$ и $T_{10}$, предназначен для работы в режиме усиления малых сигналов. На один из его входов поступает сигнал из входной цепи, на второй — постоянная составляющая, выделенная детектором. В коллекторную цепь транзистора $T_6$ включены диоды $Д_8$ и $Д_9$ и транзистор $T_{11}$. С по-

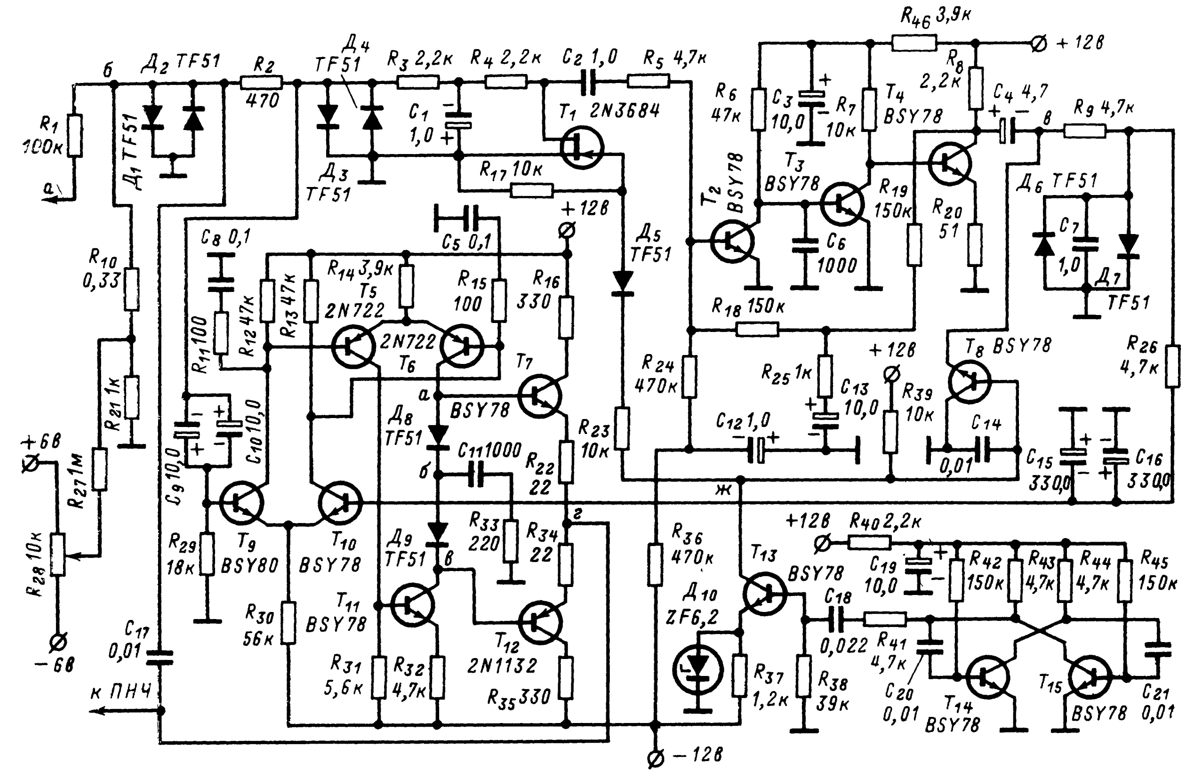



Рис. 32. Принципиальная схема устройства переключения каналов (*а* — к аттенюатору; *б* — точка подключения $U_к$).

мощью диодов устанавливаются необходимые режимы эмиттерных повторителей (транзисторы $T_7$ и $T_{12}$). Эмиттеры последних через выравнивающие резисторы $R_{22}$ и $R_{34}$ соединены в общей точке *г*.

Рассмотрим состояние схемы при $U_x=0$. Транзисторы $T_9$ и $T_{10}$ отперты — их базы соединены с корпусом через резисторы $R_{29}$ и $R_{26}$; понижение потенциалов их коллекторов способствует отпиранию транзисторов $T_5$ и $T_6$. Падение напряжения на резисторе $R_{31}$ сообщает базе транзистора $T_{11}$ отпирающий потенциал. За счет коллекторного тока транзистора $T_6$ на диодах (в точках *а* и *в*) устанавливаются различные по знаку, но одинаковые по величине относительно точки *б* напряжения. Эмиттерные повторители ($T_7$ и $T_{12}$) отперты. Потенциал в точке *г* равен нулю.

При измерении напряжения $U_x$ отрицательной полярности в схеме происходят следующие изменения. К базе транзистора $T_9$ подводится напряжение $U_р$, к базе $T_{10}$ — постоянная составляющая с выхода детектора с положительным знаком. В результате транзистор $T_9$ подзапирается, а транзистор $T_{10}$ — приоткрывается больше. Соответственно изменяется состояние второго усилителя; уменьшается коллекторный ток транзистора $T_5$ и увеличивается у транзистора $T_6$. Понижение потенциала на коллекторе $T_5$ подзапирает транзистор $T_{11}$. Сопротивление коллекторной нагрузки транзистора $T_6$ при этом возрастает и потенциал точки *б* повышается; соответственно изменяются потенциалы точек *а* и *г*.

При подаче на вход напряжения $U_x$ с положительной полярностью изменения в схеме происходят в обратном порядке. Повышение потенциала на коллекторе транзистора $T_5$ приводит к отпиранию транзистора $T_{11}$; одновременно происходит уменьшение тока в цепи коллектора транзистора $T_6$. В результате точки *в* и *г* приобретают отрицательный потенциал. В зависимости от полярности входного сигнала потенциал в точке *г* имеет следующие значения:

| $U_x$, *в* | $U_г$, *в* |
|---|---|
| —1 | +1,1 |
| 0 | 0 |
| +1 | —0,7 |

Разность предельных величин этих потенциалов объясняется нелинейностью, которую вносят входные цепи модулятора.

Необходимо иметь в виду, что величина потенциала точки *г* связана линейно с величиной разностного сигнала $U_р$ на входе усилителя.

Включение положительного канала производится под воздействием отрицательного потенциала в точке *г*, отрицательного канала — с помощью положительного потенциала в той же точке.

Весь процесс преобразования длится в течение 1 *мсек*. Этот интервал времени определяется частотой 500 *гц*, снимаемой с выхода генератора такта. В качестве последнего работает мультивибратор с коллекторно-базовыми емкостными связями. Схема выполнена на транзисторах $T_{14}$ и $T_{15}$. Перепады коллекторного напряжения транзистора $T_{15}$ управляют работой усилителя (транзистор $T_{13}$); потенциал эмиттера транзистора $T_{13}$ стабилизирован на уровне —6,2 *в*; потенциал коллектора изменяется в пределах от +0,7 до —6,3 *в*. Через цепь, состоящую из последовательно соединенных резистора $R_{23}$ и диода $Д_5$, перепады коллекторного напряжения усилителя подводятся к затвору полевого транзистора $T_1$. Последний ра-

ботает в качестве модулятора. Транзистор $T_1$ включен по схеме параллельного прерывателя. Влияние высокого сопротивления полевого транзистора во включенном состоянии уменьшено за счет высокого входного сопротивления усилителя. Для уменьшения погрешности, вносимой прерывателем на полевом транзисторе при изменении температурных условий, в цепь коммутируемого сигнала включен резистор $R_4$.

Его сопротивление должно быть велико по сравнению с сопротивлением транзистора в открытом состоянии. Выводы сток и исток служат контактами, а затвор — управляющим электродом. При любом входном сигнале напряжение на затворе должно быть равным нулю; для этого включается шунтирующий резистор $R_{17}$.

При подведении к затвору отрицательного потенциала падение напряжения на полевом транзисторе минимально и он шунтирует вход усилителя. В течение следующего полупериода такта транзистор $T_1$ заперт и в усилителе происходит усиление разностного сигнала $U_р$. К базе транзистора $T_8$, работающего в детекторном каскаде, подводится напряжение +0,7 *в*. С выхода усилителя через конденсатор $C_4$ к эмиттеру $T_8$ подводится переменное напряжение. Нагрузкой детектора является резистор $R_9$; диоды $Д_6$ и $Д_7$ снимают выбросы, возникающие при резких изменениях управляющего напряжения на затворе полевого транзистора. Амплитуда выходного напряжения усилителя достигает величины ±0,6 *в* (при $U_x=1$ *в*). Сигналы отрицательной полярности создают разность потенциалов на промежутке база — эмиттер, отпирающие транзистор $T_8$; при положительной полярности выходного сигнала усилителя транзистор запирается; пульсации, возникающие при детектировании, сглаживаются с помощью фильтра ($C_7$, $R_{26}$, $C_{15}$, $C_{16}$).

Полученная постоянная составляющая подводится к дифференциальному усилителю, в котором происходит ее сравнение с напряжением $U_р$ для выделения управляющего сигнала.

**Преобразователь «напряжение — частота» (ПНЧ).** Цепь прямого преобразования в каждом из каналов представляет преобразователь «напряжение — частота» (ПНЧ). Схемы ПНЧ различных каналов идентичны и отличаются лишь структурой примененных транзисторов. В качестве ПНЧ использован управляемый генератор импульсов — мультивибратор с одним эмиттерным конденсатором.

В генераторе положительного канала (рис. 33) работают транзисторы $T_5$ и $T_6$. Схема переходит в автоколебательный режим при появлении на ее входе (база транзистора $T_5$) управляющего напряжения отрицательной полярности. С выхода генератора, с коллекторной нагрузки транзистора $T_6$, импульсы подаются на эмиттерный повторитель — транзистор $T_7$; с эмиттерной нагрузки последнего сигналы поступают на частотомер. Входы генераторов импульсов обоих каналов соединены параллельно, и к ним подводится запускающее напряжение с эмиттеров транзисторов $T_7$ и $T_{12}$ точки *г* (рис. 32). Частота импульсов на выходе ПНЧ пропорциональна величине управляющего напряжения.

**Преобразователь «частота — напряжение» (ПЧН).** Преобразователь «частота — напряжение» входит в цепь обратного преобразования или обратной связи. В качестве ПЧН положительного канала работает одновибратор, в схему которого (рис. 34) входят транзисторы $T_1$, $T_2$, $T_3$, $T_4$ и $T_5$. Импульсы положительной полярности с выхода ПНЧ (с эмиттерной нагрузки транзистора $T_6$ — рис. 33) поступают на вход транзистора $T_1$; транзисторы $T_1$ и $T_3$

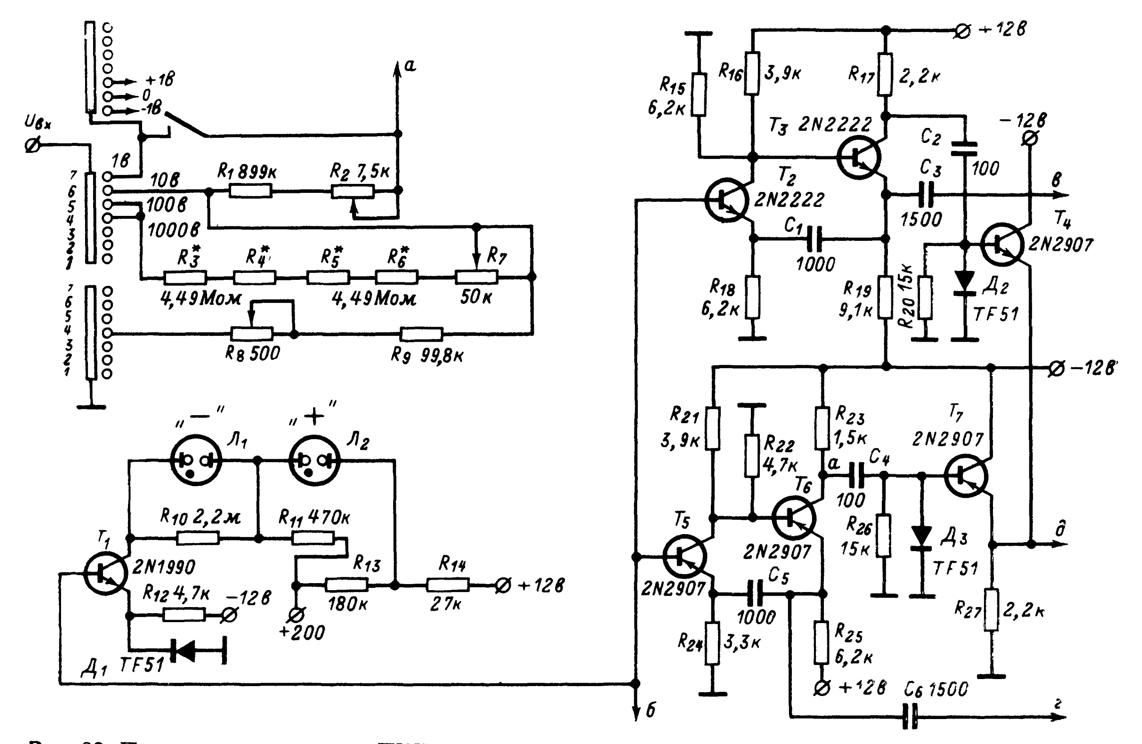



Рис. 33. Принципиальная схема ПНЧ и индикации полярности входного напряжения.

*а* — выход аттенюатора, *б* — к выходу коммутатора каналов, *в* — выход ПНЧ отрицательного канала; *г* — выход ПНЧ положительного канала; *д* — выход на частотомер.

имеют общую коллекторную нагрузку — $R_1$. Транзисторы $T_4$ и $T_5$ составляют коммутатор, посредством которого производится перезаряд конденсатора $C_1$. В состоянии покоя — при отсутствии запускающего сигнала — транзисторы $T_2$ и $T_4$ отперты и находятся в насыщенном состоянии, транзисторы $T_1$, $T_3$ и $T_5$ — заперты. Импульс, поступающий с мультивибратора, вызывает понижение потенциала на коллекторах транзисторов $T_1$ и $T_3$; при этом происходит быстрое изменение состояния коммутатора — запирается транзистор $T_4$ и отпирается $T_5$. Через отпертый транзистор $T_5$ и конденсатор $C_1$ потенциал —12 *в* передается на базу транзистора $T_2$ и запирает его. Происходит заряд конденсатора $C_1$. Затем следует его разряд через резисторы в цепи базы транзистора $T_2$—$R_6$ и $R_7$. На базе транзи-

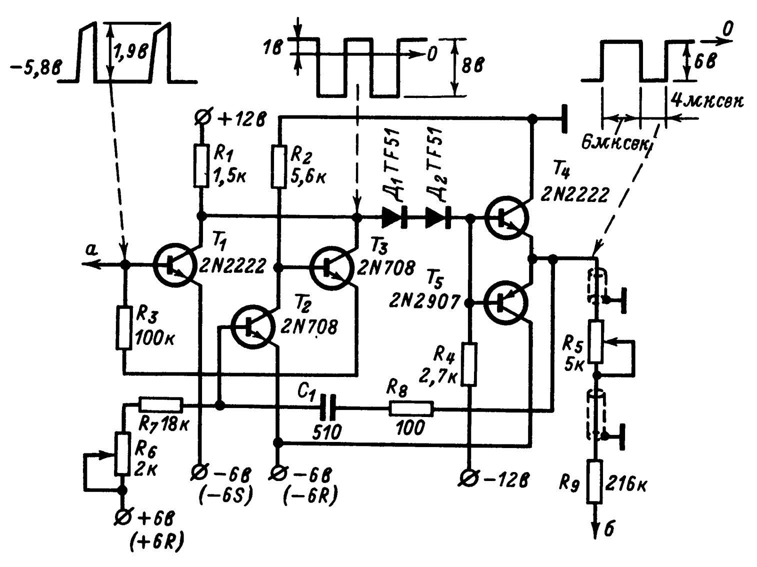



Рис. 34. Принципиальная схема ПЧН.

*а* — к выходу ПНЧ; *б* — к входу УПТ — к точке *б* на рис. 32.

стора $T_2$ постепенно восстанавливается положительный потенциал и при определенном его уровне транзистор вновь отпирается, а транзистор $T_5$ переходит в запертое состояние. В результате одновибратор возвращается в исходное стабильное состояние. В течение каждого периода одновибратор выдает импульс отрицательной полярности, имеющий длительность 4 *мксек* и амплитуду 6 *в*. Импульсы создают определенной величины заряды $q$, выполняющие роль компенсирующего напряжения $U_к$. Через резисторы $R_5$ и $R_9$ напряжение $U_к$ поступает на вход усилителя постоянного тока. Частота следования зарядов $q$ ($U_к$) пропорциональна входному напряжению $U_x$. Эта зависимость может быть представлена выражением

$$i_{вх} = \frac{E}{R} = qf; \; f = \frac{E}{Rq},$$

где $E$ — входное напряжение; $R$ — входное сопротивление; $q$ и $f$ — определяют ток через резистор $R_1$ (рис. 32).

Переменный резистор $R_5$ (соответственная регулировка имеется в канале отрицательного напряжения) предназначен для изменения сопротивления резистора $R_9$; при этом изменяется величина заряда $q$, что необходимо для установки $i_{вх}=10$ *мка* на конце шкалы (предела) при $f=100$ *кгц*.

Схема регулировки угля (резисторы $R_{10}$, $R_{21}$, $R_{27}$ и $R_{28}$; рис. 32) позволяет изменять ток на входе усилителя в пределах $\pm0{,}02$ *мка*.

**Схема индикации полярности.** Индикация полярности входного напряжения $U_x$ (рис. 33) осуществляется с помощью двух неоновых

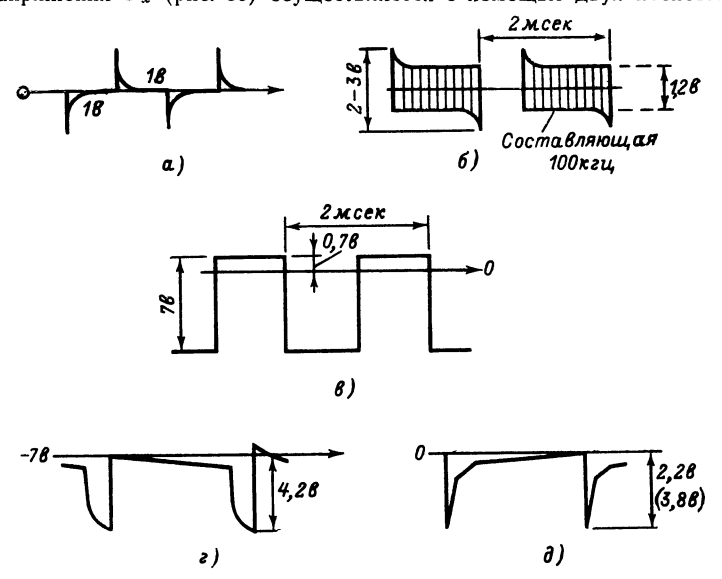



Рис. 35. Осциллограммы процессов в узлах преобразователя А-1443.

*а* — напряжение на выходе усилителя при $U_к=0$ (точка *в* на рис. 32); *б* — напряжение в той же точке при $U_{вх}=\pm1$ *в*; *в* — импульсы на выходе усилителя $T_{13}$ (точка *ж* на рис. 32); *г* — импульсы на выходе ПНЧ (точка *г* на рис. 33); *д* — импульсы на выходе преобразователя (точка *d* на рис. 33) — 2,2 *в* для положительного канала, 3,8 *в* — для отрицательного.

лампочек $Л_1$ и $Л_2$. Режим их зажигания установлен критичным. Резистор $R_{11}$ ограничивает ток через горящую лампочку; он является общим для $Л_1$ и $Л_2$. При положительной полярности входного напряжения к базе высоковольтного транзистора $T_1$ подводится отрицательный потенциал; транзистор заперт; цепь питания $Л_1$ («—») разомкнута. К электродам $Л_2$ («+») приложен потенциал +200 *в* через резистор $R_{11}$ и +12 *в* через резистор $R_{14}$.

При смене полярности входного напряжения на базу транзистора $T_1$ подается положительный потенциал и он отпирается. Через отпертый транзистор второй электрод $Л_1$ оказывается соединен-

ным с источником напряжения —12 *в*. Разность потенциалов между электродами $Л_1$ оказывается большей, чем у $Л_2$; в результате $Л_1$ зажигается, $Л_2$ — гаснет.

Для проверки работоспособности прибора его схема содержит два источника эталонных напряжений: +1 *в* и —1 *в*.

Переменные резисторы позволяют установить точно величину калибровочных напряжений (±1 *в*). Для осуществления контроля прибора переключатель пределов преобразования имеет дополнительные контакты: +1 *в*, 0 и —1 *в*.

Для обеспечения устойчивой работы ПЧН (рис. 34) положительного канала эмиттеры транзисторов $T_1$, $T_3$ и $T_2$, $T_5$ подключаются к отдельным источникам напряжения 6 *в* (точки: —6*R* и —6*S*); для ПЧН отрицательного канала соответствующие потенциалы снимаются с точек +6*R* и +6*S*.

Транзисторы, примененные в преобразователе, могут быть заменены отечественными следующих типов:

BSY78 — 2Т312В, КТ315В,
BSY80 — ГТ311И,
2N722 — 1Т308В,
2N2222 — ГТ311И,
2N2907 — 1Т308В,
2N708 — 2Т312В,
2N1990 — П308, П309.
Диод TF51 — Д9К.
Стабилитрон ZF6,2 — 2С168А.

На рис. 35 приведены осциллограммы процессов в основных узлах преобразователя А.1443.

## ЛИТЕРАТУРА

1. **Балашов В. П.** и др. Автоматизация радиоизмерений. М., «Советское радио», 1966.

2. **Koritkovski I.** Преобразователь постоянного тока в частоту повышенной точности — «Electron Engng», 1967, № 475.

3. **Schachinger E.** АЦП для цифровых измерительных приборов. — «Funkschau», 1969, № 41.

4. **Поплавко В. М., Баранов В. К.** АЦП на туннельных диодах и транзисторах. — «Электроника в автоматике». — Сборник статей. М., «Советское радио», 1969.

5. **Cakulev T. I.** Преобразователь напряжения в частоту. — «Electron. Engng», 1969, № 493.

6. **Алексеев С. В.** и др. Температурная стабилизация транзисторных *RC*-генераторов, управляемых изменением емкости варикапов.— «Приборы и системы управления», 1968, № 10.

7. **Швецкий Б. И.** и др. Анализ погрешностей транзисторного преобразования в частоту. — «Контрольно-измер. техника», 1966, № 3, Львовский университет.

8. **Терещенко А. Ф.** Транзисторные преобразователи малых напряжений во временной параметр импульсов несущей частоты. — В сб.: «Передовой научно-технический и производственный опыт», № 4, 1966, 1535/37.

9. **Гутников В. С.** и **Юлдашев В. И.** Преобразователь «напряжение низкого уровня — частота» на интегральных схемах. — «Автометрия», 1970, № 5.

10. **Bombi F.** Преобразователь напряжения в частоту повышенной линейности. — «Electron. Engng», 1970, EC.

## ОГЛАВЛЕНИЕ



КОНСТАНТИН КОНСТАНТИНОВИЧ ТЫЧИНО

**Преобразователи напряжения в частоту**

Редактор *Б. Н. Лозицкий*
Редактор издательства *В. А. Абрамов*
Обложка художника *И. В. Иванова*
Технический редактор *М. П. Осипова*
Корректор *З. Б. Шлайфер*

Сдано в набор 21/I 1972 г. Подписано к печати 30/V 1972 г. Т-09082 Формат 84×108¹/₃₂ Бумага типографская № 2 Усл. печ. л. 3,36 Уч.-изд. л. 4,21 Тираж 35 000 экз. Зак. 1025 Цена 18 коп.

Издательство „Энергия“. Москва, М-114, Шлюзовая. наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

**Цена 18 коп.**